anno XLV - numero 6 - giugno 1973 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

GENERATORE DI FIGURE GEOMETRICHE A COLORI

PAL - EP 685

CARATTERISTICHE

Portanti video: Banda I: 48-82 MHz
Banda III: 165-230 MHz
Banda IV/V: 470-700 MHz
Una tastiera programmatrice a 4 tasti permette di prestabilire 4 frequenze arbitrariamente:

Distanza fra la frequenza portante video e suono: 5,5 Hz.

Modulazione video: modulazione AM negativa portante residua 15% con 100% di bianco.

Modulazione suono: modulazione FM con deviazione di ± 50 KHz ad onda sinusoidale a 1 KHz.

Codificazione: sistema PAL B

Frequenza della sottoportante: 4,433619 ± 20 Hz.

Larghezza del Burst: 10 cicli di sottoportante.

Ampiezza del Burst: Regolabile da 0 ad un massimo del 200%.

Fase del Burst: alternata sequenzialmente riga per riga a 180° ± 45°.

Posizione del Burst: 5,6 µS dopo il fronte di salita dell'impulso di sincronismo di linea.

Larghezza di banda del segnale di crominanza: 1,1 MHz.

Precorrezione del ritardo della luminanza: —175 µS.

Matrice del colore: Y = 0,30 R + 0,59 G + 0,11 B.

Figure geometriche

Scacchiera: 6 x 8 quadrati, bianchi e neri.

Bianco: 100% di bianco.

Rosso: Segnale rosso al massimo della saturazione.

Scala dei grigi: 8 tonalità di grigio decrescenti dal bianco al nero.

Punti: 15 x 11 punti bianchi su fondo nero.

Reticolo con cerchio: 11 righe orizzontali e 15 verticali con sovrapposto due cerchi concentrici.

TEST 1: Segnale di prova composto da 4 barre verticali codificate PAL B.

1ª barra 146° (E-Y) = O
2ª barra 180° (R-Y) = O
3ª barra 90° (B-Y) = O
4ª barra grigio con 40%.

Permette di controllare la matrice di decodificazione del televisore.

TEST 2: Segnale composto da 4 barre verticali come per la posizione TEST 1 ma con la metà quadro superiore codificata PAL B con metà saturazione, mentre nella metà inferiore viene trasmessa la crominanza solo per le righe positive con burst a 135°.

TEST 3: Segnale come per Test 1 ma codificato NTCS solo per i segnali del burst codificati PAL B.

Barre: Metà quadro bianco, metà codificato con otto barre bianco-giallo-ciano-verde-magenta-rosso-blu e nero, al 75% del contrasto.

Barre	Luminanza	Fase crominanza	Crominanza
Bianco	0,75	—	—
Giallo	0,67	167°	±0,33
Ciano	0,53	283°	±0,47
Verde	0,44	241°	±0,44
Magenta	0,31	61°	±0,44
Rosso	0,23	103°	±0,47
Blu	0,08	347°	±0,33
Nero	0	—	—

Sincronizzazione e spegnimenti

Fraquenza di linea: 15625 Hz ± 0,1%

Impulso di sincronismo di quadro: 2,5 linee di larghezza, non interlacciato.

Impulso di sincronismo di linea: 4,8 µS.

Spegnimento di quadro: 24 linee.

Periodo totale di quadro: 312 linee.

Periodo attivo di quadro: 288 linee.

Periodo totale di riga: 64 µS.

Periodo attivo di riga: 51,2 µS.

Rapporto Video sincronismo: 70/30.

Uscita

RF: tensione 10 mV su 75 Ohm regolabile a scatti di 6 dB fino ad un massimo 76 dB.

Video: tensione 1 V pp su 75 Ohm polarità bianco positivo - sincronismo negativo.

Sincronismo di linea: tensione 3 V pp.

Sincronismo di quadro: tensione 3 V pp.

Sottoportante di crominanza: tensione 1 V pp.

Alimentazione: 220 V ± 10% 50/60 Hz.

Dimensioni: altezza 122 - Larghezza 290 - Profondità 210 mm.

U N A O H M

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ **Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) - □ Telefono: 9150424/425/426** □

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 6 - giugno 1973 - anno XLV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa T.E.T. - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - V. Bacchiglione 30 - Milano

EDITORIALE

A. Banfi

Prospettive circa la riforma della Radiotelevisione Italiana

Nell'anno prossimo, 1974 verrà celebrata la ricorrenza del 50° anniversario della Radio Italiana. Nell'anno scorso, 1972, un'analoga ricorrenza è stata ricordata dalla O.R.T.F. francese e dalla B.B.C. inglese. Nel prossimo settembre, in occasione della grande mostra della Radio di Berlino, verrà celebrato l'analogo cinquantenario della Radio tedesca. In questo periodo, quindi scadono i 50 anni della radio europea.

Per quanto riguarda la R.A.I. è noto che al termine del 1972 è scaduta la concessione venticinquennale per l'esercizio della radiotelevisione, concessione che è stata prorogata per tutto il 1973, al fine di poter studiare e preparare il nuovo assetto del servizio radiotelevisivo, che passa sotto l'appellativo di « riforma della R.A.I. ».

E' altresì noto che una prima proposta ufficiale di riforma è già stata presentata dalla commissione Quartulli su iniziativa del governo. Molte altre proposte però di varie iniziative politiche, sono già state elaborate, e verranno discusse a suo tempo in sede parlamentare. Le tesi dibattute in prevalenza sono sulla continuazione o meno del monopolio, il decentramento regionale (ad esempio sul tipo della Germania Federale), l'introduzione di un sistema via cavo, in aggiunta a quello via radio, ed altre ancora più o meno sofisticate. In modo particolare è stato recentemente oggetto di accese discussioni il sistema di teledistribuzione via cavo, che è parso a molti come una novità.

Per la verità tale sistema è conosciuto ed applicato già da una ventina di anni, particolarmente nel campo della radiofonia ove una società inglese (Rediffusion) aveva utilizzato dei normali cavi telefonici già esistenti nella rete urbana, mediante opportune inserzioni bilanciate onde evitare diafonie fra circuiti di conversazione. Evidentemente il nocciolo della questione risiede nella rete di distribuzione di cavo, da posarsi accanto alla esistente rete sotterranea telefonica. E sotto questo profilo, il governo italiano ha già emanato nello scorso dicembre, un decreto-legge, che concede alla Sip in concessione non esclusiva l'esercizio di una teledistribuzione su cavo, esercizio di pertinenza della Rai sino alla scadenza dell'attuale concessione.
Purtroppo tutto il « boom » che si è scatenato recentemente sulla TV via cavo, risente troppo della malinformazione tecnica che esiste sulla funzionalità di tale sistema. E' apparso infatti ai più, che esso potesse semplicemente identificarsi in un normale complesso di TV in circuito chiuso, oggi già largamente diffuso per molteplici scopi di pubblica e privata utilità. Ma ciò che è stato ingenuamente sottovalutato è la creazione della rete di distribuzione in cavo, argomento che ho già citato più sopra.

Qualche decina di anni or sono, era ancora tollerabile una rete aerea anche in centri urbani di modeste dimensioni: oggi qualsiasi rete di cavi, sia elettrici, sia telefonici deve essere in sede sotterranea lungo percorsi già definiti ed entro apposite tubazioni multiple in cemento.

Oggi la realizzazione di un rete di teledistribuzione è praticamente in mano, sia alle società telefoniche, che possono disporre di una esistente ed efficiente sede di canalizzazioni sotterranee, sia ai competenti organi comunali per le eventuali manipolazioni del suolo od altro nell'area urbana.

Da questa sommaria disamina del problema della TV via cavo, appare la fragilità ed anche l'ingenuità delle varie decine di iniziative sorte in tutta la nazione allo scopo di effettuare un servizio di televisione autonomo mediante una data rete in cavi coassiali.

A parte il fatto che in tutti i Paesi (e sono molti) ove oggi esistono reti di TV via cavo, occorrono per la realizzazione di tali impianti, l'approvazione ed il benestare dei competenti organi di governo. Questo, per quanto riguarda le riforme in sede tecnica; per quanto riguarda invece lo spinoso argomento delle riforme in sede programmatica funzionale, tutto, come è noto, dipende dagli umori e dalle intese politiche di fondo.

La radio TV è oggi un mezzo troppo importante e determinante per l'informazione e l'educazione sociale.

Polemiche alle Mostre ANIE

P. Guidi

Un'immagine presa durante la visita inaugurale del ministro Gioia di sabato 26 maggio.

Prologo polemico per la 2ª Mostra Europea Radio Televisione HI-FI Stereo e per il 9° Salone Internazionale Componenti, Strumenti di misura elettronici e Accessori: venerdì 25 maggio e sabato 26, rispettivamente in occasione della « vernice » riservata alla stampa e della inaugurazione ufficiale delle due mostre da parte del ministro poste e telecomunicazioni Giovanni Gioia.

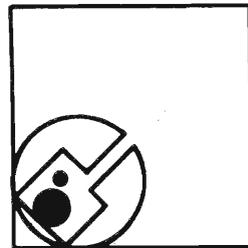
Innanzitutto i dati relativi all'andamento dei tre settori: nel 1972 la produzione radio-televisiva è stata valutata in circa 180 miliardi di lire dei quali ben 115 solo per i televisori (monocromi e a colori). L'esportazione è aumentata del 33%, ciò che ha consentito all'industria del settore la pura e semplice sopravvivenza. Il mercato interno ha subìto un'ulteriore flessione — è da anni ormai che è in calo — del 6,5%. Per quanto riguarda l'industria dei componenti elettronici conferma dello stato di crisi: il fatturato del '72 si è aggirato intorno ai 100 miliardi di lire; per l'esattezza il valore del mercato italiano dei componenti attivi ha toccato i 67 miliardi di fronte a un totale europeo di 860 miliardi; nel '73, secondo le previsioni, questo divario aumenterà: 80 miliardi di produzione nazionale su 1.000 di produzione europea. In pratica, il valore del mercato italiano dei componenti attivi equivale ad un terzo del mercato francese oppure a un quinto di quello tedesco. « La posta in gioco » come ha dichiarato il presidente dell'ANIE ing. Baggiani « è assai alta se si tiene conto che per il 1973 stime attendibili valutano che il mercato totale italiano dell'elettronica di consumo e professionale raggiungerà i 900 miliardi di lire e numerosi sono i pericoli che lo minacciano da parte delle industrie straniere ». A tale proposito, abbiamo importato nel '72 componenti elettronici per 90 miliardi, di alta tecnologia, mentre abbiamo esportato oltre il 30% della produzione, con punte per alcune aziende del 70%.

Lo stato di crisi della radio-televisione e dei componenti elettronici si è riflesso sulla presenza alle due Mostre, aperte a Milano il 26: nel 1971 (l'ultima edizione poiché, nel 1972 l'unanime protesta degli industriali, portò all'annullamento di quella edizione) erano presenti 91 espositori dei quali 11 stranieri mentre quest'anno sono presenti 53 espositori dei quali 19 esteri. Questo per quanto riguarda il settore radio televisione. Per i componenti elettronici il confronto dà per il 1971 137 espositori di cui 35 esteri e per quest'anno 79 di cui 16 stranieri.

Il prologo polemico cui accennavamo in apertura, si riferisce ai motivi ben noti dello stato di disagio ormai cronico di questo mercato: la mancata decisione sul sistema televisivo a colori, i costi crescenti del lavoro, una sempre più costosa e difficile ricerca. Nel corso della conferenza stampa di venerdì l'ing. Baggiani ha anche chiesto ciò che potrebbe risollevare il tono generale della situazione: a parte l'argomento della TVC, occorre che si introduca finalmente la stereofonia via radio e, infine, che si decida come e quando attuare la TV via cavo.

Nell'ultimo quadrimestre del 1972 esponenti del governo, compreso il min. Gioia, avevano sottolineato l'urgenza di una decisione relativa alla TVC: ma, come ha sottolineato l'ing. Baggiani, nonostante queste pronuncie ufficiali, non solo non si è deciso tra Pal e Secam (falso problema secondo gli industriali e anche a nostro avviso) ma dopo aver parlato del 1974 come data d'inizio dei programmi di TVC, tutto pare ulteriormente rimandato al 1975: nel 1975, come hanno scritto l'Espresso e Der Spiegel, si celebrerà l'Anno Santo, un evento di proporzioni mondiali da trasmettere a colori. Intanto la RAI-TV continua a produrre programmi in colore per emittenti estere, le attrezzature sono tutte per il Pal, l'industria esporta una notevole parte di televisori a colori per il Mercato Comune...

Per evitare l'invadenza da parte di enti radiotelevisivi stranieri intorno alle regioni confinanti italiane, pare che da Roma si minacci un provvedimento che non fa che aggiungere confusione alla confusione: intendiamo riferirci a voci relative ad una azione di forza contro attrezzature — i ripetitori — predisposte ai confini per far arrivare i programmi a colori soprattutto dalla Svizzera.

Nel corso della conferenza stampa noi abbiamo chiesto delucidazioni su quanto già avevamo scritto e commentato in un editoriale del n. 1/73: sulla possibilità che — come riferisce Der Spiegel in una corrispondenza da Roma — per salvare capra e cavoli l'Italia adotti il famigerato « bistandard », ma un bistandard all'italiana: il primo canale del colore — che sarebbe il 2° canale del bianco-nero

La « vernice » per la stampa della 2ª Mostra Europea Radio tv, hi-fi e stereo e del 9° Salone internazionale Componenti elettronici di Milano: al tavolo dell'ANIE parla il presidente ing. Luigi Baggiani.

già predisposto — adotterebbe il Pal mentre si prometterebbe per il secondo canale del colore, fra tre o quattro anni, il Secam, norma G. Un pasticcio anti-economico, anti-buon senso che però, visto come van le cose, non sembra poi tanto impossibile da imporre.

Nel corso del discorso inaugurale di Gioia ovviamente non si è accennato a questa possibilità (né alcun industriale si è coraggiosamente alzato per aver assicurazioni in merito) ma si son sentite tante cose già ridette: il ministro ha manifestato la sua preoccupata comprensione per la crisi del settore, ha affermato che a giugno, quando il parlamento discuterà il progetto di riforma della RAI-TV, egli presenterà puntualmente ciò che gli compete: la scelta del sistema, in base, come ha ripetuto, agli esperimenti di confronto tra Pal e Secam che sono stati effettuati la scorsa estate in occasione delle Olimpiadi di Monaco. In una parola, il ministro ha voluto ancora confermare l'incertezza, che pare soltanto sua, tra la validità dell'uno o dell'altro dei due sistemi. Ciò che, a nostro avviso, potrebbe essere una conferma del pericolo che l'industria corre, quello cioè del bistandard. Perché è inutile che stiamo a giocare con le parole: tra Pal e Secam organismi, professionisti ed esperti di maggiori paesi industriali del mondo hanno scelto il sistema tedesco per una serie di motivi che abbiamo esposto sul numero speciale de l'Antenna dedicato alla TVC e che crediamo inutile rielencare. E' quindi evidente che ulteriori sperimentazioni — inutili poiché i telespettatori con l'apparecchio predisposto al Pal non hanno confrontato un bel niente in quanto il Secam non l'hanno mai visto — possono solo servire a coprire ben altre faccende sulle quali, tutto sommato, ci secca oltremodo tornare tanto sono conosciute e dibattute.

I fatti, a prescindere dalla asserita buona volontà di Gioia — un duro come ha sottolineato lui stesso e non solo per la faccenda della TVC, dato che proprio in questi giorni, il suo nome è presente nelle aule di un tribunale come quello di Palermo — sono dunque ancora gli stessi.

Passiamo quindi al settore dei componenti elettronici. Il livello tecnico della nostra industria è indubbiamente mondiale ma è stato mantenuto a prezzi decisamente troppo alti: oltre alla spietata concorrenza che internazionalmente ha creato una discesa continua dei prezzi e un'obsolescenza altissima dei prodotti, l'industria nazionale è costretta a fare i conti con la assoluta sordità delle autorità governative riguardo una politica di sostegno della ricerca. Esistono tre enti addetti —

Sabato 26 maggio: il ministro delle Poste e Telecomunicazioni Giovanni Gioia nel corso della cerimonia d'inaugurazione delle due Mostre ANIE.

tutti e tre — a coordinare l'attività di ricerca ma in costante contrasto tra di loro. Mentre in Germania, in Francia, in USA i governi sostengono non solo con crediti agevolati ma con contributi a fondo perduto di enorme entità le industrie dei componenti elettronici (in Francia per il solo settore dei semiconduttori per il quinquennio 1973-77 nel quadro del « plan composants » sono stati stanziati 90 miliardi di lire e negli USA l'85% dell'attività di ricerca dell'elettronica è finanziato con fondi pubblici), la situazione in Italia è disastrosa.

A ciò si aggiungono altri elementi di disturbo: l'elevato costo del personale — di livello culturale evidentemente superiore alla media — impone una fiscalizzazione degli oneri sociali (promessa da tempo ma ancora ferma); dall'Estremo Oriente e dai Paesi dell'Est arrivano ingenti quantitativi di prodotti d'elettronica a prezzi molto bassi. Con questo particolare che ci permettiamo di sottolineare: sono le stesse industrie europee che, per superare la pesantezza dei costi del lavoro europei, hanno impiantato stabilimenti a Singapore e Hong Kong ove la manodopera è pagata a livelli di poco superiori alla sopravvivenza (checché ne dicano i « benefattori » improvvisati); da questi stabilimenti arrivano in Europa e quindi sui nostri mercati componenti elettronici a prezzi bassissimi, e ciò non fa altro che rendere ancor più caotica e pesante la situazione.

Sottolineiamo infine un altro aspetto dell'argomento: le industrie americane che vennero in Italia per fabbricare componenti elettronici per il mercato europeo, alle prime avvisaglie delle agitazioni sindacali, da brave multinazionali, hanno chiuso le fabbriche e senza che nessuno potesse impedirglielo hanno licenziato migliaia di dipendenti. Ciò che un'industria italiana non può fare con altrettanta disinvoltura; di questi tempi, con l'assoluta mancanza di un intelligente assistenza governativa per l'attività di sviluppo e ricerca applicata (il settore consuma il 14% dei suoi investimenti per reggersi a livello internazionale, nella ricerca), è inevitabile che una crisi diventi da congiunturale a strutturale.

E la presenza dimezzata alla Mostra di Milano ne ha dato una precisa e inquietante conferma.

Grande banca svedese inaugura uno dei maggiori sistemi del mondo di trattamento dei dati

Tratterà informazioni per più di 50 milioni di transazioni l'anno, il sistema integrato di trattamento dei dati realizzato per la Svenska Handelsbanken dalla Philips svedese, l'IBM, e l'Istituto Nazionale delle Telecomunicazioni: un sistema tra i maggiori del mondo nel suo genere.

Tre filiali della banca, nella Svezia centrale, sono già state collegate al sistema per una prima fase operativa sperimentale, mentre altre 387 — delle 507 complessive — saranno collegate all'inizio del nuovo anno, quando il sistema comincerà a funzionare regolarmente.

Il sistema presentato ad una affollata conferenza stampa svoltasi a Norrköping, registrerà e trasmetterà automaticamente i dati dalle filiali al centro di elaborazione centrale di Stoccolma, e viceversa, lungo linee telefoniche prese in affitto.

Lo schema pilota sarà in funzione sino a metà dicembre e collauderà il sistema in condizioni operative; permetterà di incanalare le reazioni dei dipendenti della banca e dei clienti, ed infine consentirà preziose esperienze sulle istallazioni dei terminal nelle filiali, sull'addestramento del personale e sul modo migliore di passare dai vecchi metodi al nuovo sistema.

Completo, il sistema comprenderà più di 1000 terminali di cassa Philips, 400 terminali di interrogazione Philips e 400 computer terminali Philips, 10.000 km di linee telefoniche in affitto, 6 concentratori regionali IBM 3968, 2 computer per trasmissioni speciali IBM 3968; 2 computer IBM 370/155.

Il valore delle apparecchiature fornite dalla Philips svedese è di circa 33 milioni e mezzo di fiorini olandesi. Il valore delle apparecchiature IBM è di circa 6 milioni 700 mila fiorini olandesi. Annualmente saranno pagati un milione e 300 mila fiorini olandesi all'Istituto delle Telecomunicazioni per le linee telefoniche.

Come funzionerà in pratica il sistema?

Quando un cliente chiede di incassare un assegno, il cassiere inserirà nel terminale elettronico di cassa il numero del conto, il numero dell'assegno e la cifra relativa. Questi dati verranno controllati e registrati nel computer Philips installato in ogni filiale, mentre la trasmissione dei dati e il controllo generale vengono effettuati a cura del computer centrale di Stoccolma. I saldi saranno anch'essi controllati dai terminali di cassa. I terminali di interrogazione forniranno le informazioni circa i dati immagazzinati nel computer centrale; saranno anche usati per inviare messaggi celeri ad altre filiali.

Dispositivo radar basato sull'effetto Doppler e capace di fornire informazioni sul senso di moto del bersaglio

K. Holford - a cura di L. Cesone

I possibili impieghi di un radar ad effetto Doppler spaziano dalla possibilità di misurare il modulo della velocità di parti meccaniche controllate automaticamente, alla capacità di valutare la rapidità di « attracco » di grosse petroliere. Le grandi petroliere si avvicinano all'attracco con una velocità di spostamento pari a due metri al minuto, ed a tale bassa velocità è particolarmente difficile valutare visualmente il movimento e quanto meno stabilirne il senso della direzione. Nel corso di questo articolo verrà descritto un dispositivo radar adatto a detto impiego; tuttavia, prima di entrare a fondo dell'argomento gioverà sicuramente al lettore una spiegazione semplificata del principio di funzionamento del radar così detto ad effetto Doppler e qualche chiarimento sulle modifiche essenziali da apportare al concetto di base per ottenere dal dispositivo precise informazioni sul senso dello spostamento del bersaglio.

Il tipo più semplice di radar a microonde basato sull'effetto Doppler e destinato a valutare il modulo della velocità di spostamento, sfrutta, per il suo funzionamento l'effetto Doppler, e non è (a livello di base) capace di fornire informazioni circa il senso di spostamento del bersaglio in movimento; in altre parole è impossibile valutare se il bersaglio si sta avvicinando o se invece è in moto di allontanamento. Tale ulteriore capacità di discernimento può essere attuata impiegando un rivelatore aggiuntivo, ma ciò dà luogo alla necessità di un circuito a microonde la cui realizzazione è fino ad oggi ancora troppo complessa e costosa, onde l'impiego limitato a poche applicazioni specifiche.

Recentemente tuttavia, è stato possibile realizzare su circuito stampato la maggior parte dei componenti a microonde: in pratica il circuito d'ingresso di un radar ad effetto Doppler capace di fornire informazioni sul senso di movimento può essere « integrato » su una basetta quadrata di alumina (un ossido di alluminio simile nell'aspetto ad un vetro opalino); tale basetta è illustrata in fig. 1.

Il costo di questo circuito integrato dipenderà evidentemente dai quantitativi prodotti, anche se si può affermare che già una limitatissima produzione è in grado di dimezzare i costi nei confronti della versione classica con impiego di guide d'onda; sembrano quindi maturati i tempi per occuparsi diffusamente di applicazioni industriali che affrontino la soluzione del problema di valutare la direzione del movimento oltre che di fornire la valutazione della velocità assoluta di spostamento.

Princìpi basilari di funzionamento del radar ad effetto Doppler

Uno dei più semplici dispositivi radar, inefficace tuttavia a fornire informazioni sul senso del moto, è fondato essenzialmente sull'impiego di due piccole antenne a tromba come è appunto illustrato in fig. 2. Tale configurazione circuitale costituisce la base costruttiva di molti dispositivi antifurto ed antiintrusione.

Il circuito è essenzialmente costituito da un generatore a microonde, con una potenza di uscita tipica di 5 mW, realizzato mediante un particolare tipo di semiconduttore alimentato con 7V e 120 mA e denominato sorgente di Gunn o diodo ad effetto Gunn.

Le sorgenti di Gunn possono essere realizzate sia in esecuzione coassiale sia in guida d'onda, ove il tipo coassiale presenta la caratteristica di essere meno predisposto alla generazione di oscillazioni parassite, anche se è affetto da instabilità di frequenza peggiore rispetto al tipo realizzato in guida d'onda.

Seguiamo ora da vicino il percorso circuitale dell'energia elettromagnetica a microonde: detta energia, una volta prodotta nella cavità ad effetto Gunn, viene immessa lungo una linea coassiale e trasferita all'antenna a tromba H_1 ove viene irradiata sotto forma di campo elettromagnetico.

La radiazione si manifesta sotto forma di fascio le cui dimensioni fisiche dipendono essenzialmente dall'angolo di apertura dell'antenna; normalmente tale angolo è compreso tra 25° e 60°, mentre la distanza tipica tra le due antenne è mantenuta a 8 cm; la frequenza solitamente usata, sotto queste condizioni, in dispositivi antiintrusione è di 10,687 GHz. Da un punto di vista ideale si considera che il campo elettromagnetico varia sinusoidalmente (poichè se così non fosse, verrebbero irradiate delle frequenze spurie) e si propaga con la velocità della luce che è notoriamente pari a 3×10^8 metri al secondo.

Le forme d'onda rappresentate nelle figure sono evidentemente delle idealizzazioni della radiazione visualizzata nella direzione di propagazione; si noti che, contrariamente a quanto rappresentato nella figura, l'energia riflessa dal bersaglio verso l'antenna H_2 è assai inferiore dal punto di vista dell'intensità, rispetto a quella generata.

L'energia del campo elettromagnetico presente in H_2 viene estratta dalla guida d'onda collegata al riflettore dell'antenna, mediante l'elemento di accoppiamento P_1 e viene quindi applicata al rivelatore D.

Si noti che è possibile usare una singola antenna sia per la trasmissione, sia per la ricezione sebbene in questo caso sia evidentemente indispensabile l'adozione di un particolare dispositivo circolatore.

Dispositivo di miscelazione per l'attuazione dell'effetto Doppler

Per ottenere in pratica un effetto Doppler a partire dal segnale disponibile sul rivelatore D, prodotto dall'energia a microonde W_1 opportunamente rettificata, bisogna applicare direttamente al rivelatore una porzione di energia a microonde prelevata dal generatore; tale energia « diretta » è rappresentata dalla sinusoide W_2 che transita attraverso un conduttore accoppiato in entrambe le guide. La potenza tipica associata alla radiazione W_2 è di 0,5 mW: in linea di massima l'ampiezza di tale radiazione dovrebbe essere

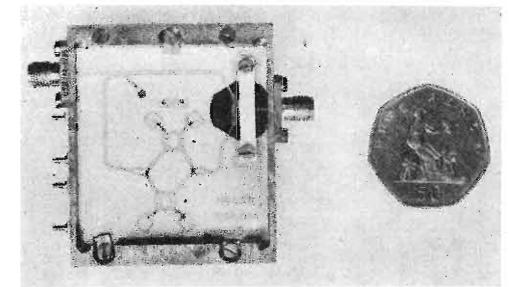



Fig. 1 - Aspetto di un circuito integrato a microonde operante in banda X destinato all'impiego come circuito di ingresso in un radar ad effetto Doppler con capacità di rilevare il senso del movimento. Questo circuito integrato contiene un circolatore e due miscelatori bilanciati.

assai maggiore rispetto all'ampiezza del segnale riflesso, tuttavia in pratica, la condizione ottimale è quella secondo cui l'ampiezza della radiazione W_2 è tale da determinare una polarizzazione sul diodo *D* capace di consentirne il funzionamento come miscelatore.
I due segnali W_1 e W_2, vengono quindi sommati e il segnale composto viene rivelato dal diodo *D*, alla cui uscita è presente una tensione proporzionale al segnale somma. La relazione di fase, che si stabilisce fra le due forme d'onda, è molto importante in quanto W_1, a seconda dei casi può sommarsi o sottrarsi a W_2. Il fatto più saliente che si può rilevare dal diagramma di composizione dei segnali (fig. 3*a*) è che quantunque i campi elettromagnetici siano soggetti ad una variazione sinusoidale che avviene alla velocità di 3 x 10^8 metri al secondo, il che comporta globalmente una variazione sinusoidale del campo in funzione del tempo, i due treni d'onda W_1 e W_2 presentano una relazione di fase costante in corrispondenza del diodo *D*, unicamente a patto che la posizione del bersaglio si mantenga inalterata. Tale relazione di fase varia quindi unicamente in rapporto allo spostamento del bersaglio e naturalmente anche in funzione della maggiore o minore entità di radiazione avviata dal radar al bersaglio e successivamente, da quest'ultimo, all'antenna ricevente H_2. In altre parole, se la posizione del bersaglio *X* si modifica con continuità, il diodo *D* darà luogo ad una tensione continua soggetta a variazioni di ampiezza e presente ai capi del condensatore *C*; il valore istantaneo di questa tensione dipenderà dalle condizioni sotto le quali il segnale riflesso dal bersaglio viene sommato o sottratto dal segnale di maggiore ampiezza derivato direttamente dal generatore a microonde ed avviato lungo il percorso W_2.

Fig. 2 - Rappresentazione schematica di un radar ad effetto Doppler di tipo semplificato.

Calcolo della frequenza Doppler

Assumendo il segnale più ampio come riferimento di fase, il segnale riflesso dal bersaglio W_1 deve essere addizionato ad esso con metodo vettoriale; tale operazione è rappresentata in fig. 3*a*. Come punto di partenza, il vettore minore W_1 viene assunto con una relazione di fase θ rispetto a W_2. Tale relazione di fase varia mano a mano che il bersaglio si sposta mentre il vettore W_1 ruota di un giro completo ogni volta che il percorso della radiazione cambia di una lunghezza d'onda. La tensione applicata al diodo sotto queste condizioni è il segnale somma *M*.
Se il bersaglio si muove con cadenza stazionaria, onde per cui il vettore W_1 ruota a velocità costante, la lunghezza del vettore somma *M* varia sinusoidalmente in funzione del tempo come è illustrato in fig. 3*b*. In pratica l'ampiezza del vettore W_1 è assai inferiore di quella del vettore W_2, e la variazione sinusoidale della lunghezza del vettore è completamente trasferita nella rivelazione della componente continua.
La componente continua del segnale rivelato risulta essere di ampiezza trascurabile onde per cui, in pratica, è necessario impiegare un amplificatore ad alto guadagno per trattare le variazioni suddette.
Il segnale così ottenuto viene denominato segnale Doppler a causa della sua somiglianza con l'effetto Doppler in acustica. Per comprendere il fenomeno è necessario esaminare il sistema da un punto di vista leggermente differente ed osservare che lo spostamento del bersaglio fa aumentare o diminuire la frequenza della radiazione elettromagnetica. Considerando il segnale ricevuto dalla posizione di H_2 in fig. 2 il segnale riflesso deve essere valutato come associato ad una frequenza più bassa o più alta rispetto a quella del segnale irradiato da H_1.
A questo punto è abbastanza facile calcolare la frequenza Doppler. L'angolo θ è normalmente abbastanza piccolo per essere trascurato, poichè la possibilità di spostamento del bersaglio è normalmente assai maggiore della spaziatura esistente fra H_1 e H_2. Così ogni volta che *X* si sposta di mezza lunghezza d'onda in direzione della freccia, esso sottrae una mezza lunghezza d'onda da ciascun percorso, per cui, nel segnale composto, c'è una intera lunghezza d'onda in meno. Se la velocità di spostamento del bersaglio è pari a *v* metri per secondo, si attuerà un cambiamento di lunghezza d'onda pari a $2v/\lambda$ per secondo, ove λ rappresenta la lunghezza d'onda. In questo caso la frequenza Doppler è eguale a $f = 2v/\lambda$ Hz.
Dato che la velocità di propagazione della radiazione elettromagnetica è di 3 x 10^8 metri al secondo, λ diventa 3 x $10^8/F$, ove *F* rappresenta la frequenza associata alla radiazione fondamentale. Globalmente quindi la frequenza Doppler

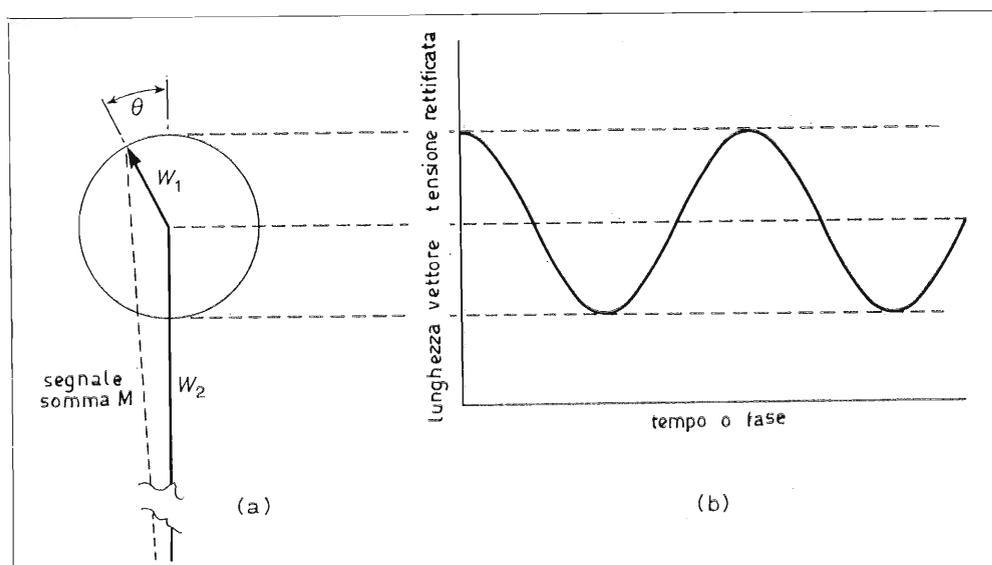
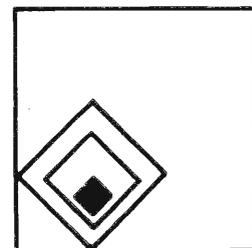



Fig. 3 - Rappresentazione vettoriale del principio di miscelazione fra la radiazione W_2 e la radiazione riflessa W_1 (si noti che in pratica la radiazione W_2 è di entità molto superiore alla radiazione W_1).

si calcola mediante la seguente relazione: $f = 2vF/(3 \times 10)^8$ Hz.

Assumendo, per esempio, la frequenza fondamentale di un tipico radar antiintrusione pari a F = 10.687 GHz e considerando una velocità di spostamento del bersaglio di 1620 m all'ora (pari a 0,45 metri al secondo), si calcola una frequenza Doppler di f = 31,8 Hz.

Analogamente avviene per qualsiasi tipo semplice di radar ad effetto Doppler operante in banda $X(7,5 \div 12$ GHz). Quando un apparato a microonde opera in tale banda di frequenze, la sua messa a punto è abbastanza facile e semplice.

Il segnale miscelato W_2 non risulta essere molto critico e, nella gran parte delle applicazioni, la potenza totale irradiata pari a 5 mW e sufficiente per determinare una utile sensibilità di rivelazione, rientra nel limite dei 10 mW stabilito dalla allocazione di frequenza. Inoltre, se il dispositivo viene impiegato in un locale chiuso, non sussistono normalmente rischi di interferenze radio.

Valutazione della direzione di spostamento

Sebbene un radar ad effetto Doppler di tipo semplificato possa esser usato per una grande varietà di misure di spostamenti e per applicazioni di controllo, non è tuttavia possibile servirsene per valutare la direzione del movimento in quanto l'allontanamento del bersaglio produce sul segnale un effetto identico a quello provocato da un avvicinamento del bersaglio stesso. È tuttavia possibile ricavare informazioni sulla direzione di spostamento del bersaglio introducendo nel dispositivo un secondo rivelatore opportunamente inserito in una differente posizione.

Questa nuova realizzazione circuitale è illustrata in figura 4 che mostra appunto la presenza di una seconda sonda P_2 seguita da una opportuna serie di circuiti ad essa associati. Questa seconda sonda è opportunamente spaziata dalla prima in modo tale che entrambe ricevano un segnale con la stessa relazione di fase di P_3 essendo P_2 distanziata da P_1 di una misura pari ad un quarto d'onda rispetto alla frequenza della radiazione a microonde. Quando il bersaglio X si sposta verso il radar e passa dalla posizione che rende massima, in corrispondenza di P_2, la somma delle radiazioni W_1 e W_2, il massimo valore su P_1 avviene con un piccolo ritardo rispetto al momento in cui il percorso di W_1 viene accorciato di un ulteriore quarto d'onda. In altre parole, la modulazione di ampiezza Doppler del segnale somma su P_1 ritarda rispetto a P_2 di una lunghezza d'onda, ove ci si riferisca alla lunghezza d'onda della radiazione a microonde e tenendo conto che il fenomeno Doppler si produce normalmente a frequenza audio. Se si considera ora il caso in cui il bersaglio si muove allontanandosi dal radar, allora la condizione di massimo su P_2 segue quella su P_1 con un ritardo pari ad un quarto di lunghezza d'onda. Queste relazioni di fase sono rappresentate in figura 5, nella quale il diagramma dell'onda proveniente da P_2 (A_2) è stato assunto come riferimento.

A questo punto, esaminando il diagramma citato, ci si accorge che la scelta di una spaziatura per la sonda di un quarto di lunghezza d'onda è effettivamente la più conveniente, in quanto, quando la curva A_2 taglia l'asse orizzontale procedendo verso la direzione positiva dell'asse orizzontale stesso, il segno della funzione A_1 informa con precisione sulla direzione di spostamento del bersaglio. Sotto tali condizioni, un metodo di elaborare i segnali, può essere quello di servirsi del segnale A_2 per produrre un impulso ogniqualvolta il segnale A_2 si annulla. Procedendo verso la direzione positiva dell'asse orizzontale, ciò può essere ottenuto, per esempio, mediante un trigger di Schmitt che scatti ogniqualvolta il segnale tende a diventare positivo. Tale impulso può essere successivamente applicato ad un circuito la cui polarità di uscita venga controllata dal segno associato ad ogni istante al segnale A_1. Un circuito adatto a questo genere di operazioni è illustrato in figura 6. La forma d'onda associata al segnale A_1 prov-

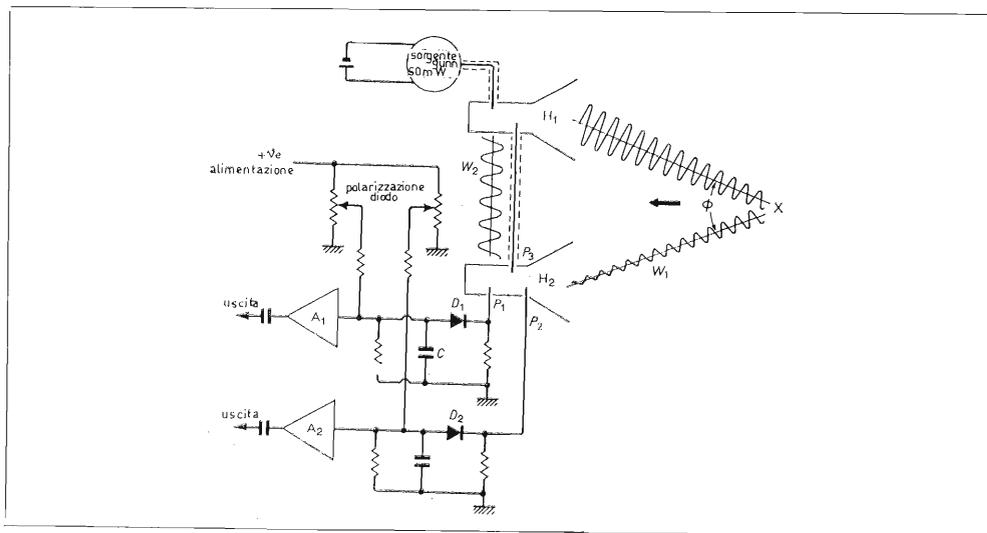



Fig. 4 - Rappresentazione schematica di radar ad effetto Doppler dotato di dispositivi per la rilevazione del senso di spostamento.

vede a controllare quale dei transistori Tr_1 o Tr_2 debba passare in stato di conduzione, tenendo conto che nessuno dei due può entrare in conduzione se non negli istanti durante i quali sia attivato Tr_1 dall'impulso applicato al suo ingresso. Si veda sullo schema di figura 6 la posizione circuitale contrassegnata (1). Il segnale associato alla forma d'onda A_1 provvede al controllo della coppia di transistori $Tr_2 - Tr_3$, provvedendo a rendere una delle due basi, b_1 o b_2, più positiva rispetto all'altra durante il periodo in cui Tr_1 si trova in stato di conduzione, e conseguentemente determinare quale delle due resistenze, R_1 o R_2, sia sede di una differenza di potenziale. Questa differenza di potenziale è la causa immediata dell'attivazione in stato di conduzione di uno dei due transistori Tr_4 o Tr_5 con conseguente deviazione dell'indice dello strumento M. In linea teorica lo strumento M non manifesta alcuna deviazione fintantoche – dopo la regolazione iniziale – non venga modificata la relazione di fase esistente fra A_1 ed A_2 quale immediata conseguenza di un mutamento di direzione del bersaglio.

Quantunque il circuito appena descritto contenga sostanzialmente tutti gli elementi fondamentali per il funzionamento del sistema e possa quindi essere progettato nei dettagli e quindi praticamente realizzato, non è di solito conveniente procedere in questo senso, in quanto tutte le operazioni descritte quali attuate dal circuito, possono essere ottenute mediante l'impiego di circuiti integrati e ciò con evidenti vantaggi funzionali.

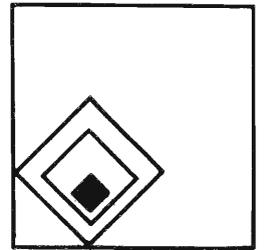
Procedure di eliminazione del rumore generato dalla sorgente a microonde

Prima di iniziare la trattazione degli aspetti pratici relativi al funzionamento di un radar ad effetto Doppler, è indispensabile affrontare, ancora a livello di considerazioni generali, un altro aspetto del problema teorico, vale a dire prendere in esame la questione del rumore. Poichè la maggior parte del segnale ricevuto dalle sonde e immesso nel circuito attraverso i diodi è direttamente prodotto dal generatore a microonde, è evidente che ogni forma di rumore elettrico associato alla radiazione principale influenza in maniera determinante tutto il comportamento del sistema.

Se si prende in considerazione un dispositivo radar a portata limitata, le variazioni di ampiezza del rumore intrinseco possono assumere una importanza superiore a quella delle variazioni di frequenza dovute allo spostamento del bersaglio; ciò significa, in altre parole, che l'ampiezza del segnale di rumore viene rivelata e può facilmente essere confusa con un segnale di ampiezza non superiore, determinato effettivamente da un reale spostamento del bersaglio.

Questa considerazione pone un limite ben preciso alla sensibilità dell'intero dispositivo radar e quindi al suo pratico impiego. L'effetto evidentemente negativo determinato da questo rumore può tuttavia essere ridotto di un fattore dieci in termini di tensione del segnale a spese dell'impiego di un numero doppio di diodi.

Questa variante circuitale è illustrata in termini generali in figura 7 che presenta appunto una particolare disposizione delle sonde.

Si intenda che la disposizione delle sonde è fondamentalmente tale da terminare la seguente situazione: la sonda contrassegnata P_3 fornisce al circuito un segnale di intensità e fase pari a quello fornito contemporaneamente dalle sonde P_1a e P_1b. Poichè la sonda P_1a si trova inserita ad una mezza lunghezza d'onda dal bersaglio rispetto alla sonda P_1b, il segnale Doppler prodotto da queste due sonde sarà fuori fase di 180°; poichè un bersaglio in movimento che sia, per esempio, in avvicinamento, produrrà un segnale con un picco di ampiezza in corrispondenza di P_1a con una mezza lunghezza d'onda di ritardo rispetto alla presenza di un segnale similare su P_1b, per un bersaglio in allontanamento si produrrà ancora una similare relazione di fase per il segnale Doppler

generato dalle sonde, segnale che è anche questa volta sfasato di 180°, con l'unica differenza che nel primo caso si aveva un anticipo di fase, mentre nel secondo si ha un ritardo. Fra i due segnali Doppler considerati globalmente esiste quindi una differenza di 360° pari appunto ad un ciclo completo.

I due segnali Doppler in opposizione di fase prodotti dai diodi D_1a e D_1b possono essere sommati ai fini di produrre un segnale di intensità doppia applicandoli simultaneamente all'ingresso di un amplificatore differenziale che provvede ad invertire il segnale applicato ad uno dei suoi ingressi ($A_{1,2}$ figura 7).

Un amplificatore di questo tipo è in grado di rifiutare i segnali, che sono di pari ampiezza e polarità, sfruttando un opportuno principio di reiezione. Mostreremo ora che il rumore presente sul segnale miscelato W_2 produce il medesimo effetto sia su P_1a, sia su P_1b. Il rumore modulato in ampiezza che deve essere rifiutato è determinato dalle variazioni di ampiezza del segnale a microonde fornito direttamente sotto forma di radiazione W_2. Poichè questo segnale di rumore è essenzialmente nello spettro delle frequenze audio, saranno presenti centinaia di migliaia o anche milioni di cicli di frequenza a microonda fra ciascun picco di disturbo. Poichè il segnale W_2 fornito alle due sonde P_1a e P_1b differisce soltanto di una frazione di ciclo in configurazioni similari, ne segue che i diodi D_1a e D_1b ricevono le variazioni di ampiezza, in pratica, contemporaneamente. Conseguentemente i diodi D_1a e D_1b produranno un segnale di rumore con la stessa fase ed ampiezza, ammesso che ad essi venga applicata una eguale quantità di radiazione W_2 (si noti che l'intensità del segnale W_2 può essere regolata onde compensare la differente sensibilità dei diodi, quantunque in pratica sia abbastanza facile operare a priori una selezione di diodi per ottenere da essi un comportamento identico).

Un altro aspetto del problema del rumore è quello relativo al rumore a modulazione di frequenza. Tale tipo di rumore assume importanza significativa se il dispositivo radar sta ricevendo segnali provenienti da bersagli immobili e indesiderati, segnali che risultino essere di maggiore intensità rispetto ai segnali regolari, ammesso che la distanza di ricezione sia sufficiente. In questo caso, il circuito di miscelazione riceve due segnali di differente « frequenza » dovuti al ritardo di tempo ed alla particolare natura della sorgente a microonde. Questo comportamento deve essere evitato quanto più sia possibile, la qual cosa si ottiene introducendo cavità addizionali nella sorgente a microonde con lo scopo di ridurre il rumore a modulazione di frequenza, ammesso naturalmente che il conseguente aumento di costi lo consenta.

Fig. 5 - Relazioni di fase fra il segnale A_2 ed il segnale A_1 sia in caso di avvicinamento, sia in caso di allontanamento del bersaglio.

Costruzione pratica di dispositivi radar

La progettazione di un radar dotato di sonde multiple presenta numerosi problemi conseguenti al fatto che se le sonde sono realizzate individualmente con lo scopo di attuare la massima estrazione di energia ed avendo quindi ottime caratteristiche di accoppiamento con la guida d'onda, esse purtroppo ed inevitabilmente interagiscono una con l'altra.

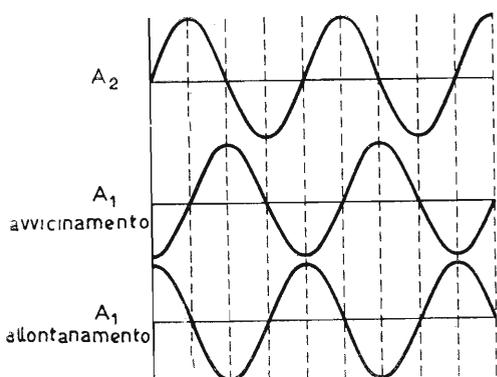
D'altra parte utilizzare sonde con scarse capacità di accoppiamento significa diminuire sensibilmente l'efficienza dell'intero dispositivo. In pratica la situazione di compromesso preferita punta su un miglioramento delle condizioni di inserzione delle sonde nel dispositivo, che si attua con un opportuno progetto del complesso di guide d'onda.

Realizzazione dei componenti a microonde in circuito stampato

Come è stato accennato inizialmente, è possibile con tecniche opportune realizzare su circuito stampato la maggior parte dei circuiti a microonde sotto forma di linee di trasmissione realizzate in film sottile con l'impiego di metalli preziosi. In pratica il circuito integrato illustrato in figura 1 include anche un dispositivo circolatore che consente di impiegare una singola antenna per la trasmissione e per la ricezione. Un diagramma a blocchi di un dispositivo radar basato sull'impiego di un circuito integrato a microonde del tipo di quello illustrato in figura 1 è presentato in figura 8. Il circolatore è costituito essenzialmente da un dispositivo che presenta proprietà di transito non reversibili per l'energia a microonda ottenute mediante flusso di corrente attraverso un materiale magnetico opportunamente polarizzato. L'energia a microonde che entra nella porta 1 esce soltanto dalla porta 2 se si escludono le riflessioni dovute al disadattamento di impedenza dell'antenna ed alle perdite dovute alle imperfezioni costruttive del dispositivo. L'energia che invece è applicata alla porta 2, incluse le riflessioni, viene avviata alla porta 3.

Non è negli scopi di questo articolo entrare nei dettagli di progetto del sistema: ci si limiti a considerare che il dispositivo produce due segnali Doppler in opportuna relazione di fase, che vengono individualmente amplificati nei canali A_1 ed A_2. Per quanto riguarda il resto del circuito si fa presente che il rivelatore di fase è stato già descritto in dettaglio, mentre per quanto riguarda il misuratore di velocità ed il controllo audio si fornirà qualche dettaglio circuitale nel seguito.

Il misuratore di velocità

Un opportuno misuratore di velocità che può essere impiegato con questo o con qualsiasi altro radar ad effetto Doppler è illustrato nelle sue caratteristiche circuitali in figura 9. Questo circuito è basato sulla generazione di impulsi di altezza e di larghezza fissa in corrispondenza di ciascun ciclo Doppler. Si tratta

fondamentalmente di un circuito monostabile nel quale il valore medio della tensione presente ai capi del carico di collettore di Tr_1 (resistenza da 10 kΩ) è proporzionale al numero degli impulsi al secondo, cioè è proporzionale alla velocità. Gli impulsi di ingresso al monostabile devono essere più brevi dell'ampiezza degli impulsi di uscita, l'ampiezza dei quali ultimi è determinata dal valore del condensatore C. La durata dell'impulso deve anche essere più breve del 5% o di più rispetto alla metà del periodo di ripetizione relativo alla maggiore velocità prevista.

Controllo audio

La realizzazione del monitore audio presenta qualche difficoltà quando la frequenza Doppler è molto bassa, in quanto, in questo caso, tale frequenza risulta difficilmente udibile. A titolo di esempio la gamma di frequenze udibili relative al segnale Doppler generato da un radar destinato al controllo di attracco di petroliere, varia da 1 kHz ad 1 Hz. Quest'ultima frequenza corrisponde ad una velocità di spostamento di un metro al minuto e, se la direzione del movimento non è importante, possono essere rilevate anche velocità inferiori.

Una soluzione possibile per facilitare il monitoraggio acustico può essere quella di modulare in ampiezza od in frequenza con il segnale audio dovuto all'effetto Doppler, una portante localmente generata alla frequenza, per esempio di 1 kHz, ma una soluzione di questo tipo comporterebbe difficoltà nel rilevare il segnale così prodotto in corrispondenza delle frequenze audio più alte relative al battimento Doppler. Si preferisce quindi generare impulsi della durata di 0,2 msec., un impulso per ogni semiciclo del segnale Doppler, ed ascoltare la sequenza dei medesimi che si presenta come nota ronzante ad un estremo della gamma di rilevazione e come serie di « clic » distinti all'estremo opposto. Si ottiene quindi una buona rilevazione acustica sull'intera gamma di funzionamento del radar, con monitoraggio acustico sufficientemente distinguibile sia per le basse, sia per le alte velocità di spostamento del bersaglio.

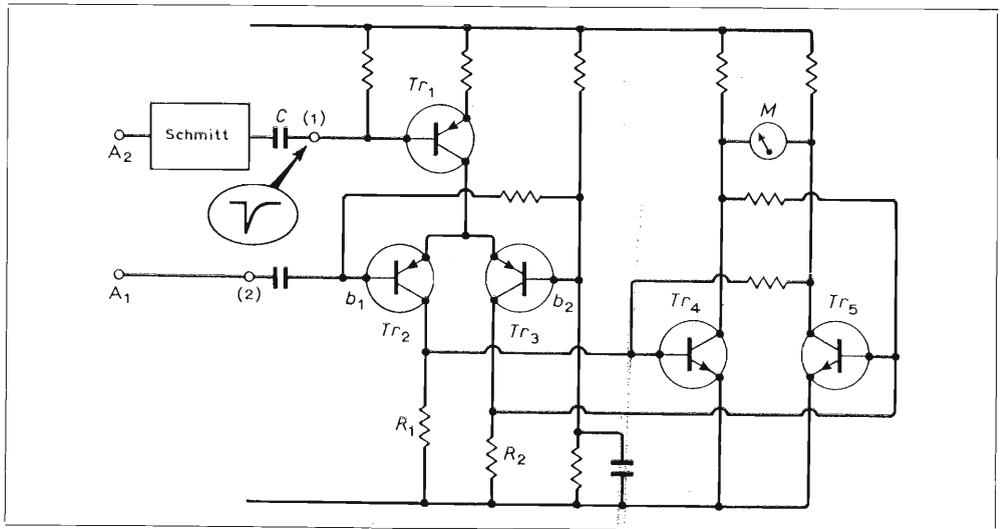



Fig. 6 - Rappresentazione circuitale del dispositivo per la rilevazione del senso di spostamento.

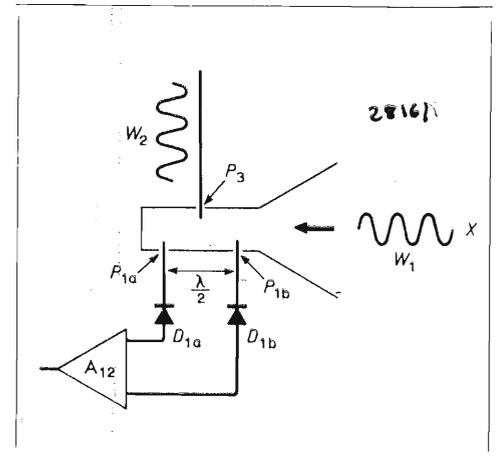



Fig. 7 - La figura illustra il principio circuitale secondo il quale si ottiene la cancellazione del rumore mediante una coppia di diodi.

Fig. 8 - Schema a blocchi di radar ad effetto Doppler dotato di dispositivo sensibile alla direzione di spostamento; si impiega, in ingresso, un microcircuito di produzione Mullard.

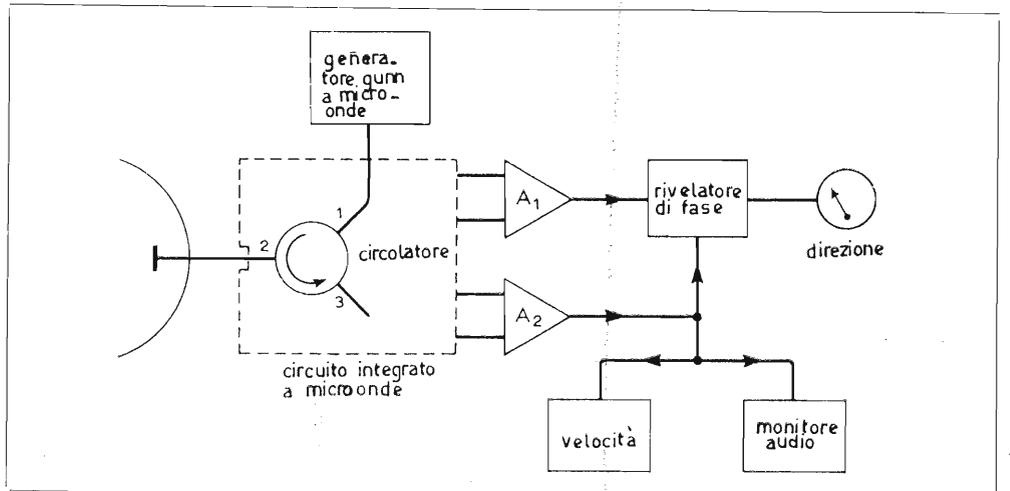
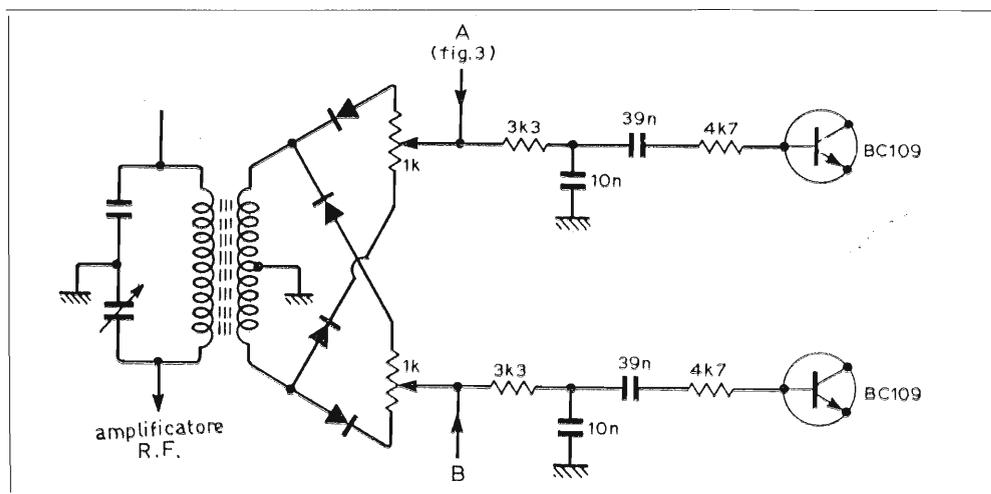
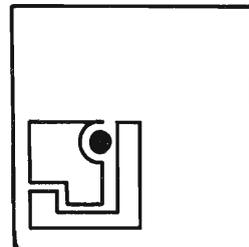
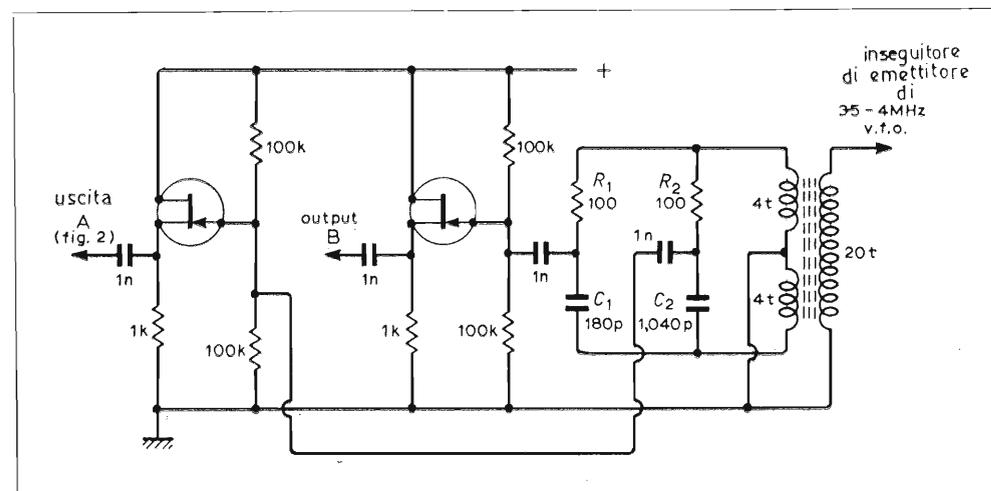



Fig. 2 - Rivelatori del tipo a fase con diodi bilanciati per il ricevitore bifase a conversione diretta - (Spaargaren).

Fig. 3 - Reti a spostamento di fase utilizzate per ottenere l'iniezione in quadratura dei segnali per i rivelatori di Fig. 2.

lo di fase può essere esternamente accordato mediante un solo elemento regolabile in un campo di frequenze di 1 Hz a più di 30 MHz. Fra di essi, un dispositivo, quello della Signetics NE560B fornisce un filtro accordabile a banda stretta con una selettività paragonabile a quella di tre stadi convenzionali accordati in F.I.

Il controllo di fase è un circuito simile a quello usato nei controlli automatici di frequenza per molti anni, ma in grado di mantenere la coerenza di fase dell'oscillatore (v.c.o.) con il segnale in arrivo. Ciò sta a significare che la frequenza iniziale del v.c. o non necessita essere accordata in modo preciso o stabile, perchè quando essa sarà nel campo di aggancio l'oscillatore sarà automaticamente portato alla frequenza del segnale di ingresso e mantenuto in frequenza.

Per la convenzionale M.F. o la M.F. a banda stretta il controllo di fase fornisce un discriminatore ad alta efficienza ed elimina la necessità dei normali rivelatori a rapporto o rivelatori M.F. in quadratura per tutti i segnali superiori ad un basso valore di soglia. W.N. Burridge ha dichiarato che usando un dispositivo NE560B come rivelatore M.F. per i segnali televisivi del suono, ha ottenuto dei buoni risultati anche a grandi distanze. Egli ha anche usato il NE561B in un rivelatore M.A./M.F. sulla banda amatoriale 144 MHz, e 432 MHz, usando una media frequenza (F.I.) di 1,6 MHz.

Fra le applicazioni suggerite dalla « Signetics » per i loro dispositivi NE560 e NE561 citiamo: frequenza intermedia e rivelatore per ricevitori M.F.; amplificatore e rivelatore F.I. per il canale audio nei ricevitori televisivi; ricevitori accordati M.A./O.M. del tipo a conversione diretta (Fig. 9); ricevitori « Storecast » (s.c.a.) e simili.

Si deve ammettere che il costo di questi rivelatori particolari è assai alto per gli esperimenti dei radioamatori, ma certe unità, da usarsi in rivelatori a banda stretta per M.F. per medie frequenze di 500 kHz, costano abbastanza poco.

Recentemente K. Spaargaven ha mostrato che è possibile ottenere risultati usando tre circuiti integrati t.t.l. (*) di basso

(*) N.d.T. L'SN7400 è una « Porta NAND » positiva quadrupla con 2 ingressi. L'SN7413 è una « Porta NAND » positiva duale con 4 ingressi « Schmidt triggerated ».

costo oltre a pochi altri componenti (Fig. 10). Mediante la regolazione del condensatore *C* questo sistema può essere usato sino a frequenze di circa 30 MHz. Una sezione del SN7413 è usato come oscillatore controllato in tensione la cui frequenza è determinata approssimativamente dal condensatore *C* e portato in aggancio preciso dall'uscita del rivelatore di fase collegato al transistore BC109.

Rivelatore bi-aurale o bi-fonico

Il rivelatore fondamentale a controllo di fase può essere ulteriormente sviluppato mediante l'uso congiunto della tecnica della quadratura di fase e del doppio canale audio. Ciò fornisce alte prestazioni in tutti i possibili tipi di modulazione adottati dalle trasmissioni circolari. Questo sistema è generalmente noto come rivelatore sincrono bifonico (bi-aurale) a portante esaltata (Fig. 11). In questo rivelatore due modulatori miscelatori bilanciati (normalmente a media frequenza ma che però possano essere adattati alla conversione diretta) sono pilotati in quadratura di fase dall'oscillatore locale controllato, per fornire i due segnali: uno in fase (*I*) e l'altro in quadratura (*Q*) al rivelatore a prodotto. L'uscita in continua e in audio frequenza dal rivelatore *Q* è utilizzata per agganciare l'oscillatore locale sul segnale in arrivo. L'uscita in continua da *Q* può essere utilizzata per pilotare l'indicatore di accordo e quando si ha l'aggancio, l'uscita in continua dal rivelatore I fornisce una indicazione dell'intensità del segnale in arrivo e può essere utilizzata per pilotare uno strumento *S* o un sistema di silenziamento del ricevitore onde eliminare i fischi di battimento fra un accordo e l'altro. Le uscite I e *Q* sono applicate a due reti di sfasamento (*A* e *B*) e quindi introdotte nella matrice di commutazione la quale duò fornire o la somma o la differenza delle componenti, oppure l'uscita diretta dai rivelatori. Le due uscite dalla matrice sono applicate a due separati amplificatori e relativi altoparlanti, come nella tecnica stereo pur non essendo un sistema di questo tipo. Il sistema di rivelazione, come riferito dal C.C.I.R. Gruppo di Studio 10, funziona nel seguente modo. Quando si riceve un segnale

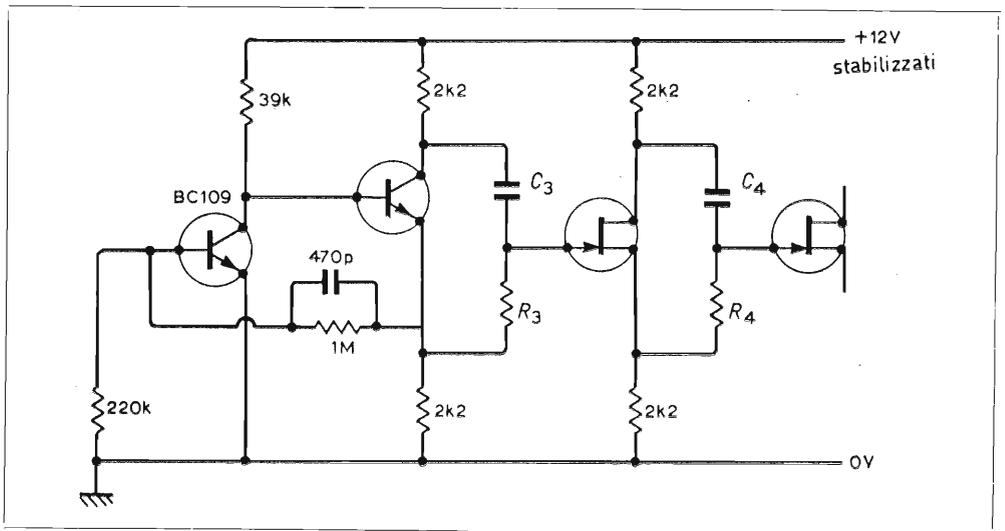



Fig. 4 - Schema di principio delle reti audio per ottenere lo spostamento di fase. In una rete C_3 è 4,7 nF, R_3 220 kΩ, C_4 4,7 nF, R_4 18 kΩ. Nell'altra rete C_3 è 1 nF, R_3 800 kΩ variabili, C_4 1 nF, R_4 20 kΩ variabile.

Fig. 5. Ricevitore sincrono di Costas a due fasi per M.A.D.S.B.

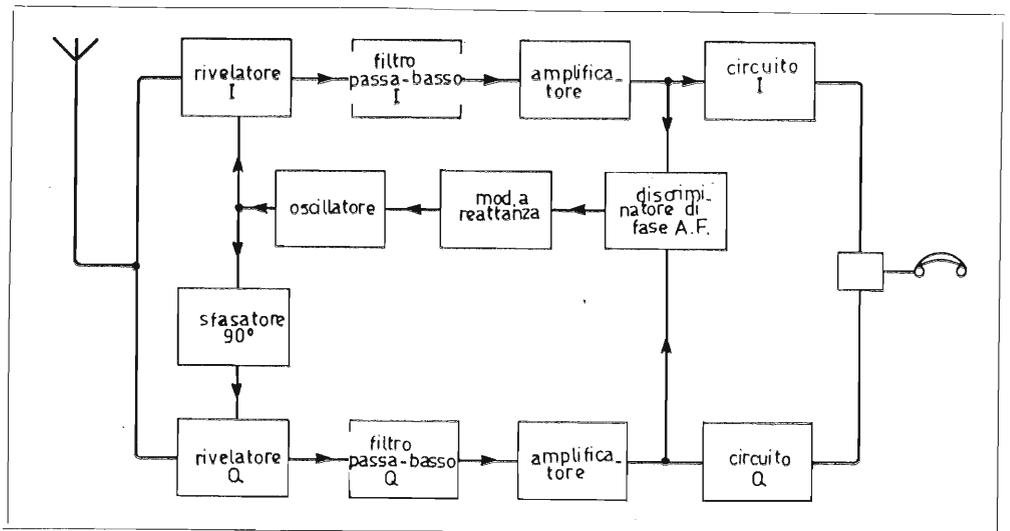
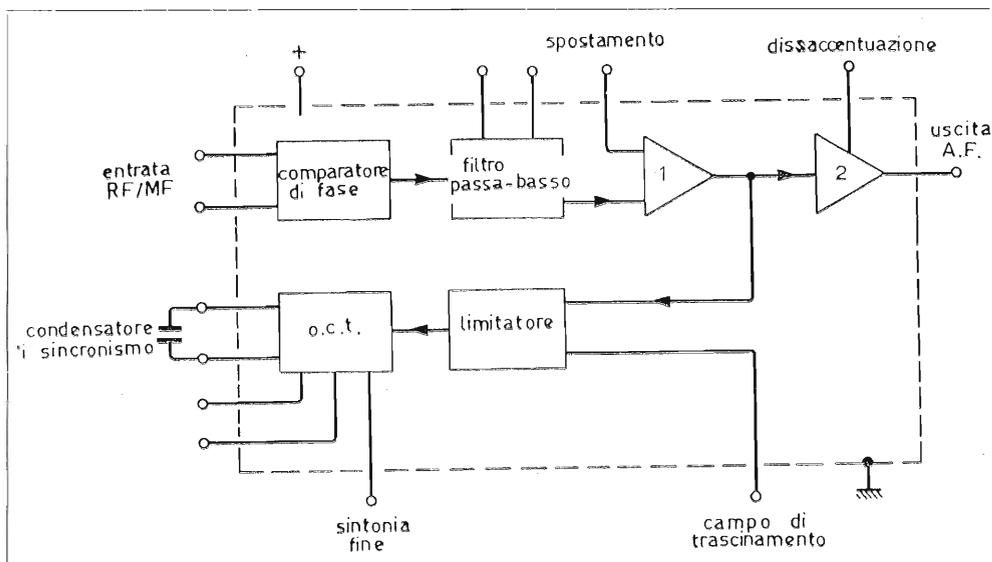
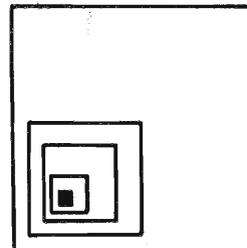



Fig. 6 - Schema a blocchi del circuito integrato NE560B per demodulatori ad aggancio di fase.

Fig. 7 - Rivelatore sincrono con anello di controllo.

normale modulato in M.A., la sua componente ad audio frequenza appare all'uscita del rivelatore a prodotto *I*, ma non dal rivelatore *Q*. In tale caso il segnale audio è applicato ad ambedue i canali *S* e *D* ad eccezione di quando la matrice è commutata sulla posizione 2. L'ascoltatore sente una sorgente posta fra i due altoparlanti.

Supponiamo che sia presente una interferenza non sincronizzata, essa apparirà all'uscita dai rivelatori *I* e *Q* e all'uscita delle reti *A* e *B*. Con la matrice commutata in posizione 1, l'interferenza apparirà in ambedue gli altoparlanti, ma a seconda della banda laterale sulla quale essa agisce potrà essere eliminata con la matrice posta sulla posizione 3 o 5.

Nella posizione 4 il segnale audio desiderato appare in ambedue gli altoparlanti, ma quello non desiderato, interessando una sola banda laterale, apparirà in uno solo dei due altoparlanti. All'ascoltatore apparirà dunque spostata di posizione ed esso sarà in grado di ignorarla. In tale posizione, in pratica, vi può essere una interferenza su ambedue le bande laterali, ma l'ascoltatore sarà in grado di trascurarla in quanto il segnale desiderato apparirà provenire dall'area centrale. Se i segnali sono evanescenti la relativa intensità dei segnali, desiderato e indesiderato, varierà. Ma nel caso di una evanescenza selettiva del segnale desiderato si avrà un movimento apparente della sorgente dal punto di centro dei due altoparlanti risultante dalle variazioni simultanee di ampiezza e di fase; ma la

Fig. 8 - Rivelatore a controllo di fase per M.F.

confusione prodotta dall'evanescenza selettiva normalmente non avviene.

Per la ricezione di segnali modulati in fase o in M.F. a banda stretta si avranno prestazioni similari a parte il fatto che l'uscita audio dal rivelatore I sarà nulla, con l'uscita dal rivelatore *Q* contenente il segnale desiderato.

Per la ricezione della S.S.B. si avrà una uscita dai mixer I e *Q* con la possibilità di eliminare la banda laterale non desiderata commutando la matrice sulla posizione 3 o 5. È stato accertato che con un accurato progetto del controllo di fase è possibile agganciare l'oscillatore locale alla portante in arrivo anche quando questa è attenuata di 40 dB. Il sistema potrà ancora essere utilizzato per gradi maggiori di attenuazione della portante, funzionando in questo caso come un rivelatore a prodotto non agganciato, ma si potranno avere errori di sintonia.

Il gruppo di Studio 10 ha stabilito che è difficile dichiarare quanto è meglio questo sistema rispetto al rivelatore convenzionale, almeno solo teoricamente, ma le prove hanno suggerito che il miglioramento in ricezione è da 10 a 20 dB e la reiezione dell'interferenza può in qualche caso raggiungere i 30÷40 dB, dipendendo ciò dalla precisione dello spostamento di fase. È stato anche chiarito che l'effetto « presenza » sorge dal doppio canale audio in virtù della disposizione geometrica.

I risultati dei paragoni fatti fra i vari rivelatori sono riportati nella tabella di fig. 11. Si deve tener presente che questo tipo di rivelatore sincrono migliorato è solamente una delle molteplici forme sotto analisi per la fattibilità della S.S.B. circolare.

Tutte le idee discusse in questi due articoli utilizzano le varie proprietà della rivelazione sincrona, dal relativamente semplice rivelatore a prodotto già ampiamente usato, all'abbastanza complesso sistema « bi-aurale ». Inoltre vi sono molte altre applicazioni, molto spesso strane, alle comunicazioni e alla strumentazione; le quali già usano o useranno tecniche sincrone.

Fig. 9 - Utilizzazione del NE561 come semplice ricevitore a conversione diretta per onde medie in M.A.

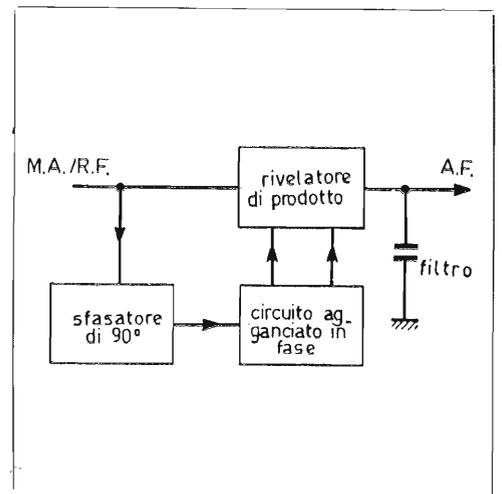



Fig. 10. - Utilizzazione di due circuiti integrati digitali t.t.l. di basso costo per formare un rivelatore a controllo di fase per la N.B.M.F. Con il valore di *C* indicato esso può essere utilizzato per medie frequenze di 470 kHz (Spaargaren).

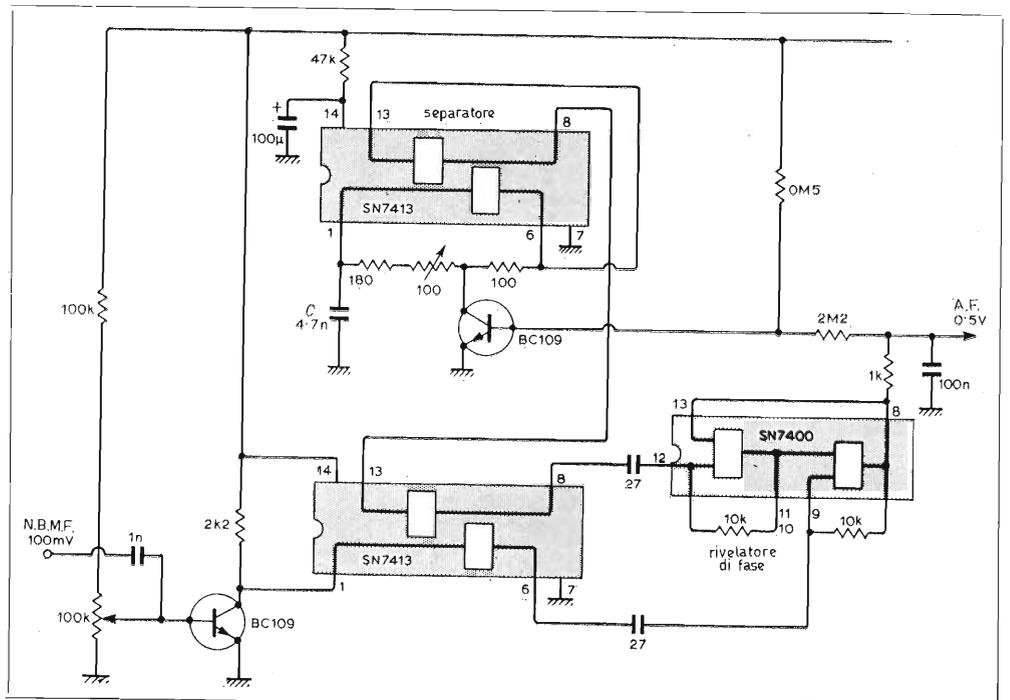
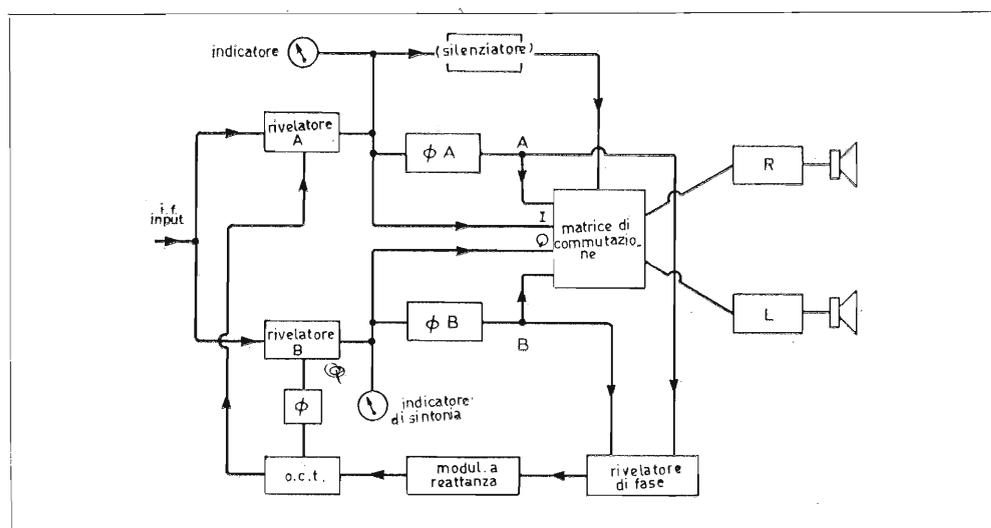
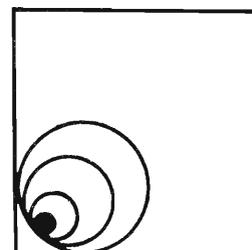



Fig. 11 - Rivelatore sincrono bi-fonico a portante esaltata

Commutazione Matrice	Audio *R*	*L*
1 M.A./D.S.B.	*I*	*I*
2 M.F.	*Q*	*Q*
3 Reiezione dell'U.S.B. (Banda lat. sup.)	*A + B*	*A + B*
4 Biaurale	*A + B*	*A − B*
5 Reiezione dell'L.S.B. (Banda lat. inf.)	*A − B*	*A − B*

Efficienza relativa (in dB) per la parola in presenza di una interferenza casuale in funzione del tipo di rilezione.

Modo	Rivelatore a inviluppo	Rivelatore a pendenza	Rivelatore a prodotto	« Select. » a prodotto	Controllo di fase	Biaurale
D.S.B. (10 kHz)	− 3,2	−	− 6,2	− 3,2	− 3,2	+ 2,8
N.B.M.F. (10 kHz)	− 20,4	− 7,4	− 10,4	− 7,4	− 7,4	− 1,4
S.S.B. + C (5 kHz)	− 3,4	−	− 0,4	− 0,4	− 3,4	− 0,4
S.S.B. (5 kHz)	−	−	+ 10	+ 10	+ 7	+ 10
D.S.B.S.C. (10 kHz)	−	−	+ 7	+ 10	+ 10	+ 16

da Wireless World - novembre 1972

La compatibilità del nastro magnetico audio

B. Lane - a cura di G. Orare

La relazione fra nastro magnetico e macchina è estremamente complessa. Le prestazioni globali variano considerevolmente fra nastro e nastro e fra marca e marca e ciò ha portato a un confronto fra i più noti costruttori. I risultati di un considerevole numero di prove sono raggruppati in una tabella di questo articolo. Si può dire che quattro parametri fondamentali controllano le prestazioni generali della coppia nastro-macchina, essendo di questi: tre legati alla macchina e il quarto alle proprietà generali del nastro.

Iniziamo con l'esaminare i parametri legati alla macchina, il più importante dei quali è quello dovuto alla polarizzazione. Il procedimento di registrazione magnetica consiste nell'imprimere sullo strato magnetico del nastro una magnetizzazione residua che rappresenta in uno spazio lineare una registrazione istantanea del campo magnetico uscente dalle espansioni polari della testina di registrazione. Questo campo magnetizzante (H) è generato dalle correnti che percorrono la bobina della testina di registrazione; tali correnti sono costituite da una corrente (i_s) corrispondente al segnale e da una corrente (i_B) dovuta alla polarizzazione. Sfortunatamente, il processo di magnetizzazione non è lineare a causa del fenomeno di isteresi che introduce una distorsione nella magnetizzazione residua del nastro. La polarizzazione ad alta frequenza è una tecnica che riduce la non linearità inerente al processo di registrazione mediante un procedimento che non è ancora del tutto chiaro.

Onde spiegare alcuni fenomeni collegati con la polarizzazione sono stati suggeriti alcuni modelli dei quali nessuno però sfortunatamente risolve completamente il problema. Parte del problema infatti risiede nel fatto che lo strato del nastro consiste in una distribuzione di particelle magnetiche ciascuna delle quali ha proprietà magnetiche leggermente differenti. Le proprietà nell'insieme dello strato possono essere pensate come la media delle caratteristiche di ogni particella. Tale distribuzione rende difficile il predire l'interazione fra le particelle i cui effetti modificano, in particolare, le lunghezze d'onda corte.

Onde illustrare gli effetti della polarizzazione e dimostrare l'azione che essa ha sul segnale registrato, un modello per il processo di registrazione è stato sviluppato da Bauer e Mec. Tale modello, per altro non molto preciso, fornisce una rappresentazione grafica che è molto utile per il principiante. La fig. 1 mostra una sezione longitudinale delle espansioni polari della testina di registrazione e dello strato magnetico del nastro. Le dimensioni saranno fornite in termini delle coordinate x, y avendo $x = y = 0$ al centro della superfice dell'estremamente piccolo traferro della testina. La corrente ($i_B + i_s$) che scorre nella bobina della testina di registrazione crea un campo magnetizzante con andamento semicircolare di raggio R.

Poichè l'interazione delle particelle crea una certa imponderabilità nell'analisi di questo tipo, essa sarà trascurata supponendo che il deposito o strato consista in una dispersione uniforme di particelle della stessa forma e dimensione. Ciò porta a considerare lo strato come un insieme omogeneo con un ciclo di isteresi rettangolare. Si può ora supporre che esista un valore critico di H, il campo magnetizzante, ove avvenga la magnetizzazione residua — valori più elevati producono la saturazione dello strato e valori più bassi non hanno alcun effetto. Tale valore del campo magnetizzante sarà chiamato H_c. Una ulteriore semplificazione tipica di un simile modello è che l'unico campo che interessa è quello longitudinale.

Si può ora sviluppare un'espressione che ci fornisce il raggio del campo in relazione ad un dato valore di H_c. Questo raggio indicato con R_c in fig. 1 rappresenta, inoltre, il limite della componente di magnetizzazione parallela al moto del nastro. Per convenienza questo raggio è indicato come il diametro di un piccolo cerchio, iscritto nel semicerchio, con raggio r_c. Se si ricava il raggio r_c dall'espressione

$$r_c = \frac{2ni}{H_c}$$

allora il raggio del cerchio è dato, in termini delle coordinate x, y dalla

$$r_c^2 = x^2 + (y - r_c)^2$$

dove il campo entro il cerchio è maggiore di H_c e il campo esterno è minore dello stesso valore critico. Questa espressione può ora essere sviluppata per fornirci il raggio del semicerchio corrispondente al campo critico

$$R_c(x = 0) = \frac{4ni}{H_c} (i_B + i_s) \qquad (1)$$

Questa semplice espressione definisce ciò che Bauer chiama « raggio della "bolla" » di magnetizzazione, che è proporzionale ai valori istantanei delle correnti di polarizzazione e del segnale. Vi sono uno o due punti che si devono tenere a mente, per altro , non ultimo, di questi è la separazione fra nastro e testina (per quanto piccola esiste sempre), che determina il raggio della « bolla » prima che il campo penetri nello strato. Inoltre lo strato superficiale del nastro sarà inevitabilmente soggetto ad un campo perpendicolare, la qual cosa indica che questo modello è applicabile per la registrazione con lunghezze d'onda piuttosto lunghe.

Ora siamo in grado di esaminare l'uso di questo modello e come primo passo, supponiamo il caso della registrazione senza polarizzazione.

Fig. 1 - Campo radiale di magnetizzazione prodotto dalle espansioni polari di una testina di registrazione.

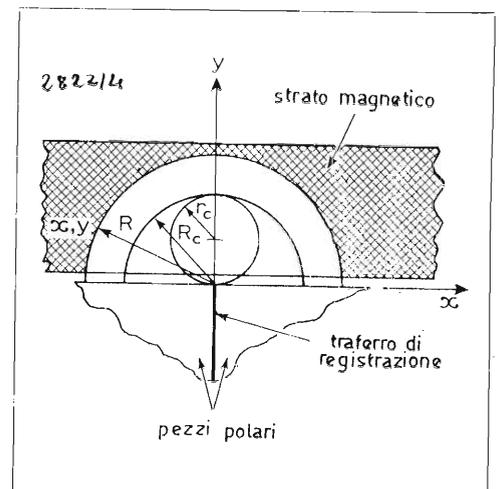
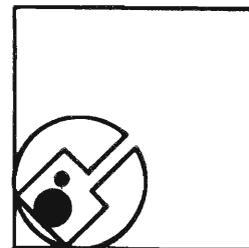



TABLE 1

1	0	A	X	X	X	X	A	A	A	X	A	A	A	A	A	B	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	X	A	A	A	A	B	B
2	A	0	X	A	X	X	X	X	B	B	B	A	A	A	A	A	B	A	B	B	A	X	B	A	A	A	A	X	B	A	A	A	A	A
3	B	B	+5	X	X	X	A	B	B	A	B	A	A	A	A	A	B	B	B	A	B	A	A	A	A	A	A	A	A	X	X	A	A	A
4	A	A	X	+1	X	A	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	B	B	A	A	A	X	A	A	B	B	A	B	A
5	X	X	X	X	+1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
6	A	B	X	X	X	0	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	A	X	A	A	A	A	B	A	X
7	A	A	X	X	X	A	0	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	B	B	A	B	X	A	A	B	B	B	X	X	B	A
8	X	A	X	A	X	A	A	+1	A	B	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	B	B	A	A	X	X	A	A	B	B	B	B	X
9	A	A	X	A	X	A	A	A	+1	A	A	A	A	A	A	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	X	A	A	A	B	A	A	A
10	X	X	A	X	A	X	X	A	A	0	X	A	A	A	X	X	A	X	X	A	X	B	B	A	A	A	X	A	A	B	B	B	B	A
11	A	A	X	A	X	A	A	A	A	X	+1	A	A	A	A	A	B	A	X	A	A	A	A	A	A	A	X	A	A	A	B	A	A	A
12	A	A	B	A	X	A	A	A	A	A	A	0	A	A	A	A	A	A	A	A	B	B	B	B	A	B	X	A	B	B	B	B	B	A
13	A	A	B	A	X	A	A	A	A	A	A	A	+1	A	A	A	A	X	X	A	X	B	B	A	A	A	X	A	A	B	B	B	B	A
14	B	B	A	A	X	A	A	A	A	X	A	A	A	+5	A	A	A	X	X	A	X	B	B	A	A	A	X	A	A	B	B	A	B	A
15	A	A	X	A	X	A	A	X	A	X	A	A	A	A	0	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	X	A	A	B	B	B	B	A
16	A	A	X	X	X	A	X	X	A	X	A	A	A	A	A	+2	A	A	A	A	B	B	B	A	A	A	X	B	A	A	A	A	A	A
17	A	A	X	A	X	A	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	+1	A	A	A	A	A	A	B	B	X	X	A	A	B	B	X	X	A
18	B	B	X	A	X	A	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	+1	A	A	A	B	B	A	A	X	X	A	A	A	A	B	A	A
19	B	B	X	A	X	A	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	A	+1	A	A	B	B	A	A	X	X	A	A	A	A	B	A	A
20	X	X	B	X	X	A	A	A	B	X	B	A	A	A	A	A	A	A	A	0	A	B	A	A	A	A	X	A	A	A	A	B	A	A
21	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	-5	A	A	A	A	A	X	A	A	B	B	B	B	A
22	B	B	X	A	X	A	A	A	B	B	B	A	B	A	A	A	A	A	B	A	A	-1	A	B	A	B	X	A	B	B	B	B	B	A
23	B	X	X	A	B	A	B	A	B	B	B	A	B	A	A	A	A	A	B	A	A	A	0	B	B	B	B	A	B	B	B	B	B	A
24	A	A	X	A	X	B	X	B	B	X	A	X	X	X	B	B	X	X	X	B	X	X	B	+1	A	A	X	B	B	A	A	A	A	B
25	A	A	X	A	X	A	B	B	A	X	A	A	A	B	A	A	B	A	A	A	A	B	B	A	0	A	X	A	A	A	A	A	A	A
26	A	A	X	A	X	A	X	B	A	X	A	X	X	X	A	A	A	A	A	A	B	B	B	A	A	0	X	B	A	A	B	A	A	A
27	X	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	X	A	B	A	A	A	A	B	B	A	A	X	-1	A	X	X	X	X	X	A
28	B	B	B	B	X	A	A	A	A	X	B	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	B	B	X	X	-5	A	A	B	B	B	A
29	B	A	A	A	X	A	A	A	A	X	A	A	A	B	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	X	A	0	B	B	B	A	A
30	A	A	X	X	X	X	X	X	A	X	A	X	B	X	X	B	X	X	X	B	X	B	B	A	A	A	X	X	B	+2	A	A	A	B
31	A	A	X	A	X	B	X	X	B	X	A	X	X	X	B	B	B	B	B	B	B	X	X	A	A	B	X	B	B	A	0	A	A	B
32	A	A	X	A	X	X	X	X	A	X	A	X	X	X	B	B	X	X	X	B	X	X	X	A	A	A	X	X	B	A	A	+1	A	B
33	A	A	X	A	X	X	X	X	A	X	A	X	X	X	A	A	X	X	X	A	X	X	X	A	A	A	X	X	A	A	A	A	+2	A
34	A	A	A	A	A	X	A	A	A	X	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	B	B	A	A	A	X	A	A	A	B	B	B	0
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34

stretta è la tolleranza nelle dimensioni delle particelle verso quelle minori tanto migliori sono le prestazioni dal punto di vista del rumore. Un vantaggio collegato con le più piccole dimensioni delle particelle è una maggior densità che fa si di aumentere l'uscita per le frequenze basse.

Scopi dell'analisi

Per molti anni è stato molto difficile paragonare le proprietà dei nastri prodotti dai diversi costruttori utilizzando i dati che essi stessi fornivano. Il motivo principale di ciò consiste nei differenti sistemi di prova. Si potrebbe quasi parlare di « giuoco del lotto » in quanto un'attenta selezione di certi parametri potrebbe mettere in rilievo un certo tipo di nastro a scapito di un altro. Alcuni di questi problemi sono stati risolti con la creazione dello standard DIN che specifica le norme di prova, ma tuttavia la situazione è ancora complicata per i differenti metodi usati per i nastri di uso professionale ed uso casalingo e per la scelta degli standard di base che non seguono con celerità i progressi della tecnologia sia delle macchine, e sia dei nastri stessi.

Argomenti che lo standard DIN considera come tecnica fondamentale per la regolazione della polarizzazione fanno acqua, poichè potrebbe sembrare che la polarizzazione possa rimediare a tutti i difetti. Questo è stato il caso delle macchine a cassette dove le frequenze estreme sono state compresse dalla caratteristica di risposta in frequenza a spesa della distorsione. La stessa cosa si può dire, anche se in forma meno grave, per le macchine da bobina a bobina e ciò rende la vita difficile all'entusiasta, che è interessato alle prestazioni generali piuttosto che al miglioramento delle prestazioni dirette in una direzione di dubbia importanza.

Alcuni tentativi per risolvere la situazione, per quanto riguarda le specifiche dei nastri, son stati fatti dalla « British Standards Institution » che nel 1971 ha emanato specifiche per le prove dei nastri. È importante che tali specifiche forniscano anche il modo in cui le informazioni devono essere presentate, cosicchè se esse fossero adottate metterebbero l'utilizzatore in grado di paragonare un nastro con l'altro. Viceversa poichè per le prove vengono utilizzate macchine particolari allo scopo di ottenere dati riguardanti i nastri piuttosto che il sistema macchina-nastro, il valore di tali dati sarebbe dubbio per l'utilizzatore non professionale. La ragione di ciò è che le macchine stesse tendono a limitare le prestazioni del nastro e così la variazione di un parametro qualsiasi della macchina produrrà una variazione delle qualità relative delle specifiche B.S. del nastro. Potrebbe sembrare folle il provare ad esprimere i parametri del nastro in termini assoluti piuttosto che in un modo comparativo, che tiene conto delle differenze fra le caratteristiche delle macchine. Queste differenze potrebbero essere dovute alle piccole tolleranze che si hanno nel montaggio della macchina, o a quelle maggiori dovute allo spessore del traferro delle testine di registrazione e riproduzione o dalla preemfasi, o dalla egualizzazione, o dalla velocità del nastro.

Un sistema che tiene conto di tutte queste variabili sembra impossibile, ma in realtà la soluzione può essere trovata più facilmente di quanto sembri — una tale soluzione finale sarà proposta al termine di questo articolo, ma per il momento concentriamoci sul problema immediato. In molti casi nuovi registratori sono forniti con una bobina di nastro che rappresenta la marca e il tipo di nastro consigliate per le particolari regolazioni che sono state fatte alla macchina. Talvolta questo particolare nastro può non essere disponibile cosicchè il proprietario cercherà un'alternativa equivalente al nastro originario.

Se egli possiede adatti strumenti di prova e una conoscenza della tecnica di prova, che è assai complessa per quanto riguarda la polarizzazione e la preenfasi, può ottenere qualche risultato. Generalmente ciò

Tabella 2

Costruttore	Tipo nastro	Fondo opaco	Spessore	Strato (per m)	Codice
AGFA	PE36		LP	12	1
	PE46		DP	10	2
	PE66		TP	6	3
AMPEX	341		LP	12.7	4
	434		SP	12.7	5
BASF	PES40	√	SP	10	6
	DP26		DP	10	7
	LP35		LP	10	8
	LPR35LH	√	LP	10	9
	TP18		TP	5.5	10
	LP35LH		LP	10	11
EMI	99		LP	11	12
	88		SP	11	13
	100		DP	11	14
ZONAL	63-03		SP	15	15
	Z325P	√	SP	15	16
	Z305P		SP	15	17
PHILIPS	SP13		SP	10	18
	LP15		LP	10	19
	DP18		DP	10.5	20
SCOTCH	175		SP	12.7	21
	215		LP	10	22
	220		DP	11	23
	222		SP	12.7	24
	223		LP	12.7	25
	224		DP	12.7	26
	225		TP	6.3	27
TDK	150-7		LP	—	28
	200		DP	—	29
	1800-SD		LP	—	30
MEMOREX	600		SP	10	31
	900		LP	10	32
	1200		DP	10	33
DIN REF TAPE		√	SP	10	34

SP = Durata normale; DP = Durata Doppia;
LP = Lunga durata; TP = Durata tripla.

è difficile che si manifesti praticamente e normalmente il proprietario del registratore attraversa un periodo assai costoso di prove di registrazioni e riproduzioni prima di fare la sua scelta finale.

Lo scopo di questo articolo è di dare un taglio a tali processi e di fornire una tabella di tipi equivalenti di nastri mettendo in grado l'utente di scegliere un nuovo nastro che produrrà piccolissime variazioni nelle prestazioni della sua macchina. Si deve mettere in evidenza che la frase « nessuna variazione nelle prestazioni » non è assoluta, poichè le tabelle non intendono offrire un'alternativa che può migliorare le prestazioni, la quale in genere non si può raggiungere se non con aggiustamenti sia del nastro, sia della macchina. L'uso delle tabelle sarà descritto più avanti; per ora basta dire che esse forniscono una risposta ragionevolmente precisa per velocità di nastro di 9,5 cm/sec. e 19 cm/sec. e per la maggior parte delle testine. Vi possono essere delle piccole variazioni in quei casi dove si può avere un traferro molto stretto per la testina registrazione/riproduzione.

Si è trovata una certa difficoltà nel decidere quali parametri siano importanti nel determinare l'equivalenza, si è quindi ristretta la scelta finale a quelle proprietà che possano essere valutate dall'utilizzatore sprovvisto di strumentazione. Si sono effettuati i seguenti paragoni: livello massimo di uscita (m.o.l.) ad 1 kHz, essendo definito come livello del segnale riprodotto ottenuto da un nastro avente una distorsione di terza armonica del 5%; sensibilità al disotto di − 20 dB del livello di riferimento del flusso (32 nWb /m) ottenuto con una registrazione a polarizzazione corretta fatta sul nastro di calibrazione DIN; risposta in frequenza relativa a quella del nastro DIN per un campo di 10 differenti polarizzazioni ciascuna separata di 1 dB dall'altra come tensione prelevata su di una resistenza di riferimento inserita nel circuito della testina, la polarizzazione iniziale centrata su quella di riferimento del nastro DIN; e il rapporto del livello di riferimento al rumore ottenuto, dopo aver registrato con la polarizzazione, usando uno strumento a curva pesata I.E.C.

Una marca o un nastro si considera equivalente di un altro quando una variazione del tipo di nastro produce una variazione nelle ricordate caratteristiche non superiore ai ± 2 dB.

Uso delle tabelle

Ciascun nastro provato è elencato nella tabella 2, la quale fornisce il tipo di nastro, per es. durata normale (SP) lunga durata (LP) ecc., se ha una superficie opaca e lo spessore del deposito. Nuovi tipi di nastro possono essere scelti ricordandosi quanto detto sopra.

Si inizi col cercare nella tabella 2 il nastro che utilizzate normalmente o che è consigliato dal costruttore della macchina e trovate il codice da usare per la tabella 1. La tabella 1 è la tabella delle equivalenze dove la colonna verticale sinistra di numeri corrisponde ai numeri di codice dei nastri scelti nella tabella 2. La linea orizzontale di numeri fornisce il codice per i nastri equivalenti scelti nella tabella. I numeri nella diagonale indicano le variazioni della polarizzazione rispetto a quella usata col nastro DIN di riferimento ed il valore corretto della polarizzazione per i nastri elencati nella colonna di sinistra in accordo con le norme DIN.

Cercando lungo la linea orizzontale il codice corrispondente al nastro scelto dalla tabella 2 si vede che i nastri equivalenti sono contrassegnati nella colonna verticale della lettera *A*. La lettera *X* indica che non vi è equivalenza per il valore della polarizzazione indicata nella diagonale; se però la tabella è utilizzata in senso inverso, altre alternative possono essere trovate a patto che si alteri il valore della polarizzazione. Così per il nastro 1 trovato nella colonna verticale si hanno i seguenti nastri equivalenti per la polarizzazione scelta e sono 2, 7, 8, 9, 11, 12 ecc. Viceversa partendo dalla linea orizzontale si hanno le equivalenze 4 e 6 quando la polarizzazione è aggiustata per questi. La lettera *B* indica che se siete in grado di alterare la preenfasi, da farsi con degli strumenti, voi potete usare altre alternative che potrebbero produrre anche un miglioramento nelle prestazioni. Si ricordi che le tabelle non forniscono alcuna indicazione di superiorità di un nastro su di un altro, , ma indicano nastri compatibili fra di loro, cioè che causano piccole differenze nelle prestazioni generali. Le tabelle non danno soluzioni precise se la polarizzazione è completamente fuori regolazione, ciò deve essere sempre tenuto presente.

Conclusioni

Molti problemi interessanti vennero alla

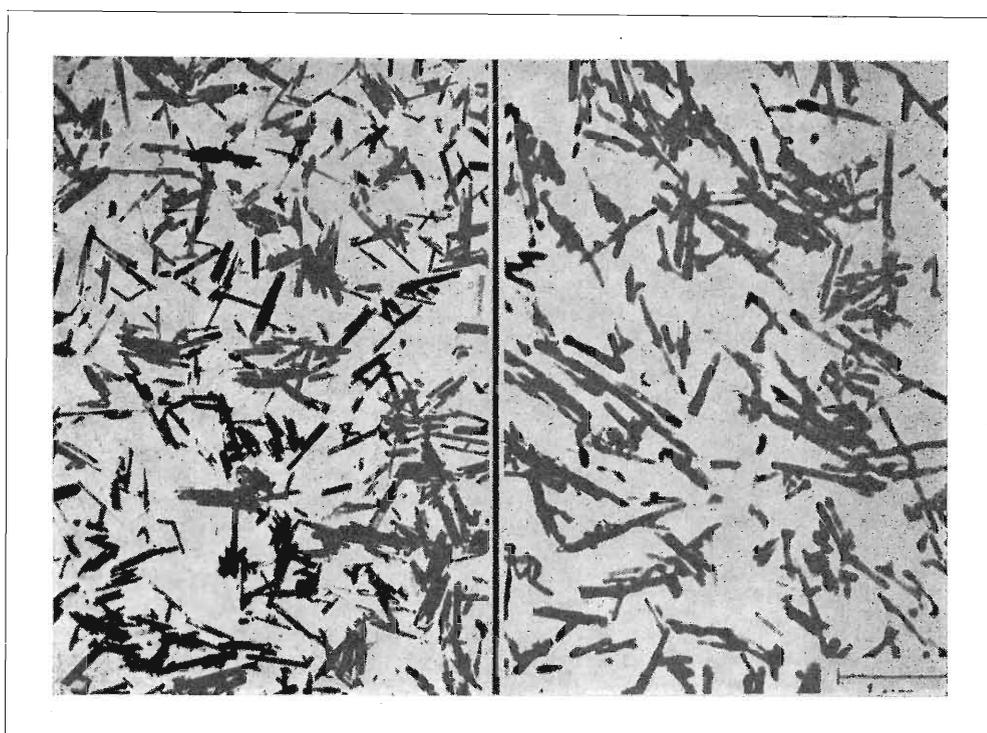
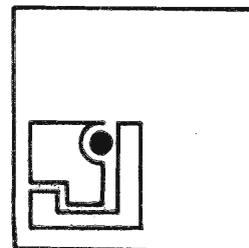



Fig. 4 - Sino ad ora il diossido di cromo non è stato prodotto nel tipo da bobina a bobina; tuttavia le sue caratteristiche magnetiche sono differenti da quelle dell'ossido ferrico e rappresentano un notevole passo avanti, lontano dalla necessità della compatibilità. Molte delle variazioni delle proprietà sono imputabili alle differenze esistenti nella struttura fisica, come si vede per il diossido di cromo a sinistra e l'ossido ferrico a destra. Si noti il comportamento più chiaro e regolare delle particelle del CrO_2.

luce durante la preparazione di questo articolo i quali suggerirono un'estensione di questo sistema che potrebbe essere adottato dai costruttori sia dei nastri, sia delle macchine. L'idea originale era nata nella sua forma primitiva in un articolo di Shirley del A.E.S. Journal del Novembre 1972. Si trattava essenzialmente di creare una graduatoria simile a quella usata per le emulsioni fotografiche. Il nastro avrebbe dovuto essere contrassegnato con un numero codice consentendo così di ottimizzare il suo impiego sulla macchina. La macchina avrebbe dovuto analogamente essere contrassegnata da un simile numero (nel caso di prodotti di basso costo) o fornita di opportuni controlli in modo da adattare la macchina stessa a quel numero di codice. Ciò avrebbe lasciato libero l'utilizzatore di scegliere la marca o il nastro entro il campo di codici accettato dalla macchina in suo possesso garantendogli l'ottimizzazione delle prestazioni in ogni caso. L'autore sta studiando l'idea.

Ringraziamenti

L'autore desidera ringraziare la Bruel e Kjaer per il prestito delle apparecchiature di prova ed anche i tecnici delle ricerche, dello sviluppo e controllo di qualità delle ditte costruttrici di nastri per la valida assistenza ed i consigli.

La proposta della British Standard ricordata nel contesto dell'articolo differisce significativamente sotto parecchi punti di vista dallo standard DIN correntemente

utilizzato dai costruttori europei e dallo standard NAB usato in America. Forse il punto più critico di tutta la proposta è quello che riguarda il nastro standard di riferimento al quale ci si riferisce per tutte le prove comparative. Vi è una tendenza generale di credere che chi fa questo nastro deve anche costruire la miglior qualità di nastro. Ciò è in un certo senso falso, sebbene è vero l'affermare che le tolleranze poste nelle varie proprietà di registrazione del nastro sono molto difficili da riscontrarsi fra partita e partita.

Come dimostrato nell'articolo è precisamente lo stesso problema di non compatibilità, a causa dei metodi individuali e segreti dei singoli costruttori, che impedisce ai costruttori di fare nastri identici che possono essere usati come nastri campioni. Per questa ragione potrà passare del tempo prima che venga approvata la proposta B.S.

Per i nastri ad uso domestico, il comitato B.S. ha suggerito i seguenti parametri come quelli da dichiarare nei bollettini tecnici. Il primo articolo è la polarizzazione di riferimento che è definita in un nuovo modo. « Essa è quella corrente di polarizzazione per la quale alla frequenza di 10 kHz si ha un uscita inferiore di 10 dB rispetto alla frequenza di 315 Hz come mostrano le curve di livello di massima uscita corrispondenti alle due frequenze; essa è espressa come rapporto relativo rispetto alla corrente di polarizzazione di riferimento del nastro campione ». Il livello di massima uscita a 315 Hz è il punto con il 5% di distorsione di terza armonica, e il livello di massima uscita a 10 kHz è il punto con distorsione di intermodulazione del 20% o di compressione dell'1,5%. Questa tecnica di polarizzazione è detta produrre risultati maggiormente ripetibili e più accurati che con i metodi DIN.

Come dati tecnici sono forniti: livelli di massima uscita, sensibilità relativa del nastro a 315 Hz, 1 kHz, 6,3 kHz e 10 kHz unitamente ad una nuova caratteristica denominata « sensibilità inversa del nastro ».

Può succedere talvolta che a causa dell'allineamento delle particelle magnetiche durante la fabbricazione, la sensibilità del nastro possa differire leggermente in una direzione di scorrimento o nell'altra. Cioè è indesiderabile e così tale caratteristica può tornare comoda agli utilizzatori. Le sole persone adatte a generare specifica del tipo della proposta B.S. sono i costruttori stessi. Noi così potremo attenderci una elevata uniformità standard per quei parametri facilmente raggiungibili. Uniformità nella bobina e fra bobina e bobina, per quanto concerne la saturazione e la sensibilità, dovrà essere specificato il rapporto segnale/rumore, il rapporto segnale/rumore continuo, stampa a contatto a 20° C e cancellabilità. Il rapporto segnale/disturbo è definito come « il rapporto espresso in dB fra il massimo livello di uscita alla frequenza specificata con la polarizzazione di riferimento ed il livello di rumore pesato della polarizzazione ».

La caratteristica di pesatura da utilizzarsi è indicata nella proposta B.S. e corrisponde alle caratteristiche C.C.I.R. Il livello di rumore d.c. corrisponde al « livello di rumore risultante dall'applicazione alla testina di una corrente continua equivalente al valore efficace della corrente richiesta per il livello di uscita massimo alla frequenza specificata con la polarizzazione di riferimento ». Infine la cancellabilità si riferisce presumibilmente alla facilità con cui si cancella il nastro, nessuna definitiva indicazione è data in quanto l'argomento è ancora allo studio.

Parecchie altre note importanti sono date riguardanti: la base, lo spessore del deposito, il nome del costruttore e il numero del tipo di nastro.

Questo disegno di proposta è attualmente sorto esame della I.E.C. e si spera che venga adottato in futuro. L'autore ha un serio presentimento sull'uso e piuttosto del mal uso delle informazioni sulla polarizzazione da parte dei costruttori dei registratori. Se la pratica corrente è quella che tutto va bene, essi dovranno usare la tecnica della polarizzazione in modo da porre le loro macchine su di un piano delle migliori prestazioni complessive. Ed è certamente vero che una nuova visione è necessaria sui metodi usati per specificare e presentare i dati sulle prestazioni dei registratori.

Wireless World - aprile 1973

Quattro classi di filtri elettrici

II - Filtri RC

L. De Luca

1. Introduzione

Questa seconda classe di filtri, nella quale la parte svolta nei filtri tradizionali dalle bobine viene simulata mediante configurazioni *RC* relativamente complesse e ricorrendo a svariati tipi di circuiti attivi, è caratterizzata da una notevole confusione di termini. Tale confusione dipende da più fattori, tra i quali il grande numero di soluzioni simili (o equivalenti, o addirittura uguali) che sono in circolazione sotto nomi diversi, l'intervento disordinato degli "elettronici" nel campo riservato in passato agli specialisti dei filtri e non ultimo il fatto che molte soluzioni sono ancora troppo recenti per essere valutate e inquadrate nella giusta misura. Questa mancanza di assestamento naturale durerà ancora probabilmente per parecchi anni e non può essere risolta da un giorno all'altro con un assestamento artificiale, che sarebbe per forza di cose arbitrario. D'altra parte, lasciando alle varie soluzioni i nomi originali e i pregi che i singoli autori hanno dichiarato di volta in volta, avremmo una raccolta cronologica di decine di soluzioni "generali", "ottime" e "perfette", tra le quali sarebbe impossibile orientarci.

Ci sembra quindi preferibile correre il rischio di commettere qualche inesattezza, allo scopo di ottenere un quadro d'assieme che abbia almeno un certo ordine, riportando cioè nei limiti del possibile le diverse soluzioni a una terminologia e a una simbologia comune. Questo vale in particolare per gli elementi attivi, contraddistinti dalle sigle e dai nomi più disparati. Trattandosi di filtri, cominceremo a *filtrare* tali sigle e tali nomi, lasciandone passare quel piccolo numero che potrà essere sufficiente per lo scopo di questa rassegna.

Occorre poi precisare che nei filtri attivi incontreremo alcuni nuovi problemi, che mancano nei filtri tradizionali. Il primo di questi è la *sensibilità* del circuito alle variazioni dei suoi parametri. Il secondo è il *consumo*, ovvero la potenza di alimentazione necessaria per il funzionamento.

Il terzo è la *dinamica*, cioè il campo di variazione del livello entrante nel filtro, in *dB*, entro il quale esso lavora correttamente.

Un altro aspetto nuovo che compare in molti filtri di questa classe coinvolge i concetti stessi di impedenza e di reattanza. Siamo così abituati a pensare che le impedenze siano sempre positive, fatte di resistenze, d'induttanze e di capacità, che il passaggio a impedenze del tutto diverse, come una capacità negativa o una resistenza negativa il cui valore diminuisce con il quadrato della frequenza, ci sembrerà forse troppo brusco.

In compenso, vedremo che i filtri *RC*, proprio a causa della loro varietà e dell'originalità delle soluzioni elettroniche in essi utilizzate, costituiscono probabilmente la classe di filtri più interessante per il tecnico elettronico comune.

2. Filtri passivi

Non tutti i filtri *RC* sono attivi, naturalmente, come non tutti i filtri attivi sono *RC*. Vi sono comunque varie ragioni pratiche per raccogliere in una sola classe tutti i filtri *RC*, compresi quelli il cui funzionamento non richiede necessariamente l'impiego degli elementi attivi.

La tendenza a eliminare le bobine dai filtri elettrici è cominciata più o meno durante la seconda guerra mondiale, in parte per estendere la loro applicazione alle frequenze molto basse e in parte per ridurre il loro peso nelle apparecchiature aeronautiche di bordo. In un secondo tempo, a questi motivi si è aggiunta la ricerca di metodi di produzione più economici, assieme alla necessità di una miniaturizzazione sempre più spinta.

L'incompatibilità tra quest'ultima esigenza e l'impiego delle bobine è stata dimostrata da A. Rand nel 1963, in base al fatto che riducendo le dimensioni delle bobine si riduce drasticamente la loro *Q*.

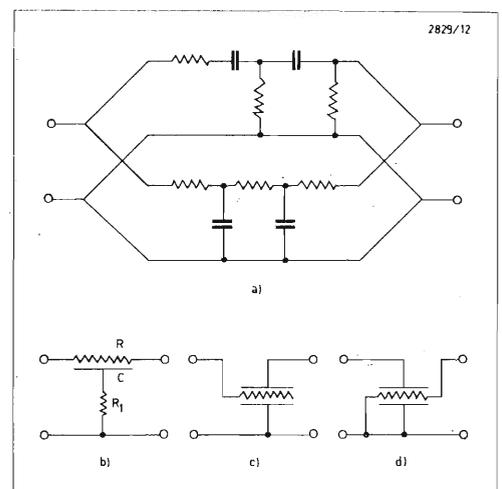
Mentre infatti un condensatore ridotto in modo uguale in tutte le sue dimensioni, senza cambiare le proprietà dei materiali che lo costituiscono, mantiene costante la sua *Q* ad una certa frequenza, lo stesso procedimento applicato a una bobina abbassa la sua *Q* con il quadrato del fattore di riduzione dimensionale.

Analogamente ai circuiti *LC*, anche la sintesi dei circuiti *RC* è cominciata con la sintesi dei rispettivi bipoli, eseguita per primo da Cauer nel 1927, sia nella forma corrispondente a quella trovata da Foster per i circuiti *LC*, sia nella forma a scala.

Lo studio dei primi veri e propri filtri *RC* è stato fatto invece da Guillemin, che nel 1944 ha eseguito la sintesi di un filtro costituito da un trasformatore ideale a rapporto —1:1 e da due impedenze *RC* a traliccio, mentre nel 1949 ha mostrato un metodo generale di sintesi basato sull'impiego di due reti *RC* a scala collegate in parallelo (fig. 1*a*).

Lo stesso Guillemin, tuttavia, ha fatto osservare giustamente nel suo libro del 1957 che « nel traliccio, o nelle scale collegate in parallelo, i poli di attenuazione risultano come effetto della cancellazione dei valori di impedenza o di ammettenza, e *tutti* questi poli in generale sono influenzati dalla regolazione di ogni *singolo* componente del filtro. A meno che tutti i poli, per un colpo di buona fortuna, cadano sin dall'inizio esattamente ai valori giusti di frequenza, il loro allineamento (mediante successiva ritaratura dei valori dei vari componenti) è praticamente senza speranza ».

Il rimedio più semplice è quello di collegare in cascata più quadripoli, ciascuno dei quali dia un polo di attenuazione. Nel 1952 B.J. Dasher ha dimostrato per primo che in tal caso la sintesi è ugualmente

Fig. 1. Esempi di circuiti usati nei filtri *RC* passivi, a componenti comuni (*a*) e a componenti distribuiti (*b*).

possibile (sempre che, naturalmente, si tratti di poli ordinari). Per questa sintesi è utile il cosiddetto teorema della partizione, presentato da H. Adler nella sua tesi di laurea del 1948.
Per la loro natura, i filtri *RC* passivi risultano dunque particolarmente adatti ad eliminare una stretta banda di frequenze (ovvero una sola frequenza nominale). In questa applicazione essi sono chiamati in America « null filters », o più spesso « notch filters ». Concettualmente tali filtri sono tutti assimilabili a un circuito a ponte, nel quale si esegue la differenza tra i segnali che hanno percorso due strade diverse.
Sempre per questa applicazione, si sono diffusi recentemente i filtri passivi a parametri *RC* distribuiti. Essi sono stati studiati nel 1959 da C.K. Hager e nel 1960 da A. Smith, in vista del loro impiego nel campo dei circuiti integrati. Alcuni circuiti utilizzabili per questo scopo sono stati proposti nel 1960 da W. M. Kaufman (fig. 1*b*) e nel 1962 da K. W. Heizer (fig. 1*c* e 1*d*). Le forme di distribuzione più usate per i parametri sono quella lineare e quella esponenziale. Tra i metodi di sintesi, oltre a quelli di W. W. Happ e di Heizer, pubblicati entrambi nel 1962, può essere ricordato il metodo grafico trovato nel 1965 da K. L. Oehler e W. C. Duesterhoeft per il caso della distribuzione esponenziale.

3. Filtri con amplificatori

Il primo esempio di filtro attivo è quello in cui un circuito *RC* viene inserito nel percorso di controreazione di un amplificatore, in modo da scambiare tra di loro i poli di attenuazione con gli zeri. Tale soluzione è stata realizzata nel 1938 da H. H. Scott, con una rete *RC* a doppio *T*. Una soluzione analoga è stata utilizzata in un analizzatore d'onda molto diffuso durante la seconda guerra mondiale e poi « riscoperta » da D. B. Armstrong e F. M. Reza nel 1954.
Ma è solo con la pubblicazione di R. P. Sallen ed E. L. Key del 1955, contenente un catalogo pratico di 18 circuiti diversi, che i filtri *RC* attivi diventano popolari. In questi circuiti gli zeri di attenuazione sono ottenuti in modo molto simile a quello seguito per realizzare un oscillatore. Tale somiglianza risulta più evidente disegnando i circuiti come in fig. 2 e osservando che il segnale d'ingresso è inserito generalmente in un punto a massa, mediante un generatore a bassa impedenza (equivalente quindi a una massa), mentre il carico viene sempre collegato direttamente all'uscita dell'amplificatore (in modo da non disturbare la rete *RC*).
Nel passa-banda indicato in fig. 2*b*, il cui circuito è quello di un oscillatore di Wien, il segnale viene invece applicato attraverso una resistenza aggiunta. Tale resistenza può essere quindi collegata indifferentemente nel punto *x* o nel punto *y*, purché vengano cambiati naturalmente i valori del ponte di Wien per avere la medesima frequenza naturale di oscillazione.
Dicendo *frequenza naturale* di un circuito *RC* intendiamo la frequenza di quelle oscillazioni di corrente che si possono avere all'interno del circuito, quando l'entrata è cortocircuitata. Nei circuiti *LC* passivi evidentemente tali oscillazioni sono *sempre* smorzate, mentre nei circuiti *RC* attivi esse sono smorzate — e quindi il circuito è *stabile* — solo se il guadagno dell'amplificatore soddisfa a certe condizioni. In entrambi i casi, queste frequenze naturali rappresentano altrettanti zeri di attenuazione (corrispondenti matematicamente ai valori di frequenza che annullano il polinomio caratteristico di ciascun filtro), che sono tanto meno visibili nella curva di attenuazione effettiva del filtro quanto più è forte lo smorzamento; il che è abbastanza intuitivo se si pensa che allo smorzamento critico (*Q* uguale a 0,5) spariscono anche le oscillazioni naturali nell'interno del circuito.
Tornando ai circuiti di Sallen e Key, occorre precisare che essi sono stati usati per anni, prima che venisse controllata sistematicamente la loro sensibilità alle variazioni dei componenti. I risultati pratici sono stati pertanto variabili, a seconda dei circuiti scelti nel catalogo (di sensibilità molto diversa uno dall'altro) e delle applicazioni. La sensibilità di questi filtri si manifesta sulla *Q* e sulla frequenza delle loro oscillazioni naturali. Quindi è chiaro che la sensibilità non darà problemi nei casi che non richiedono alte *Q* e precisione nella frequenza, come ad esempio nei filtri passa-basso con andamento di Butterworth, nei quali la *Q* può essere 0,83 (fig. 3*a*). Il problema diviene invece grave quando sono richieste *Q* alte e frequenze precise. In fig.

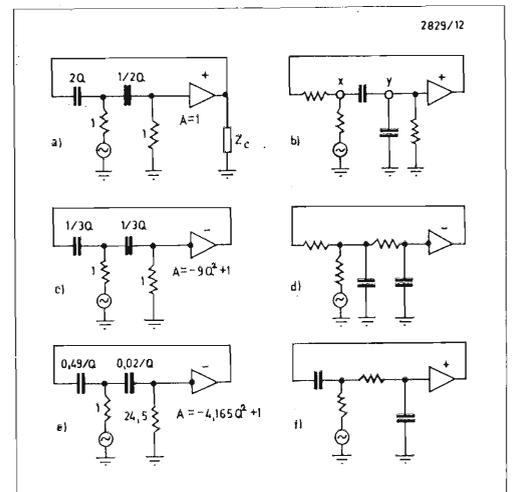



Fig. 2. Schemi tipici di filtri *RC* con amplificatori. I casi in cui il segnale in uscita dall'amplificatore è capovolto rispetto all'entrata sono contrassegnati con un apposito segno. Nella colonna di sinistra sono messi a confronto i valori normalizzati di due filtri di Sallen e Key (*a* e *c*), con i valori ottimizzati da Geffe (*e*).

Fig. 3. Influenza della *Q* sulla curva di risposta di un filtro passa-basso di Sallen e Key (*a*) e circuito per regolare la frequenza di cancellazione (*b*).

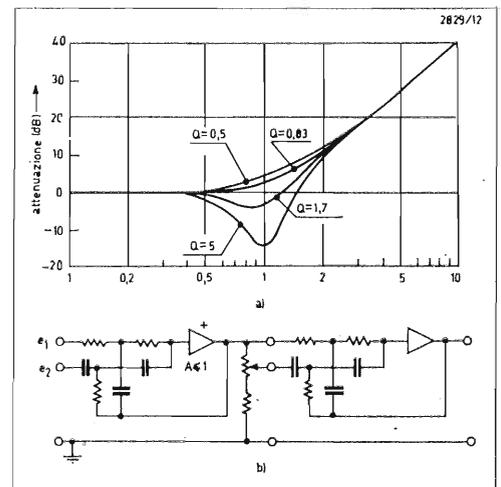
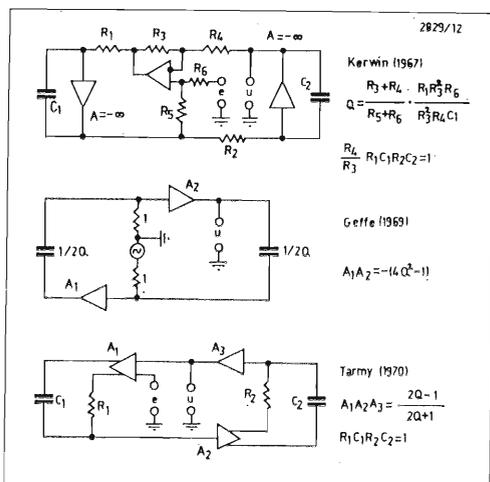
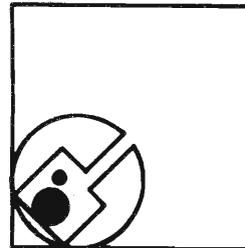
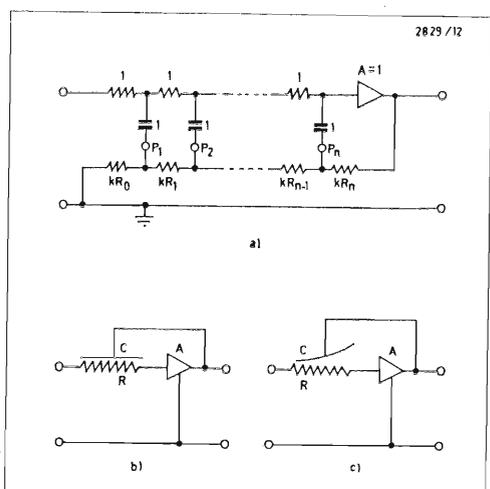



Fig. 4. Schemi di risonatori *RC* per alti valori di *Q* e bassi valori di sensibilità. Il circuito di Geffe, in particolare, presenta sensibilità zero: una piccola variazione percentuale sul valore dei componenti passivi non produce *alcuna* variazione sulla *Q*.

Fig. 5. Schemi di principio di filtri attivi a componenti *RC* numerosi o distribuiti.

3*b* è indicata la soluzione proposta da N. H. Yagoda nel 1962, utilizzando il circuito a doppio *T* con due ingressi trovato da C. F. White e da K. A. Morgan dieci anni prima, per poter aggiustare la frequenza dei poli di attenuazione nei filtri con andamento di Cauer.

Allo scopo di assicurare la massima insensibilità alla variazione dei parametri, sono state proposte altre forme di filtri *RC* attivi. Tra queste devono essere segnalate le soluzioni trovate da W. J. Kerwin nel 1967, da P. R. Geffe nel 1969, da J. Tow nel 1969 e da R. Tarmy e M. S. Ghausi nel 1970, riassunte in fig. 4. Un esame comparativo della loro sensibilità alle variazioni è stato fatto nel 1971 da A. I. Rosenblum e Ghausi (IEEE Trans. CT-18 pag. 592-599).

Occorre aggiungere che, a differenza dei filtri *LC* passivi, la sintesi dei filtri *RC* attivi non garantisce il *funzionamento* ottimo; cioè non basta trovare i valori dei componenti che assicurano una certa risposta nominale del filtro, ma si deve scegliere quella proporzione di valori che rende anche minima la sensibilità. I metodi di sintesi *ottimi* in questo senso, studiati dai vari specialisti, consistono appunto nel trovare la suddivisione migliore delle funzioni da assegnare alle varie sezioni del filtro. Anche per i filtri attivi, inoltre, oggi viene comunemente accettata l'idea di Guillemin sulla convenienza di avere parecchie sezioni in cascata, ciascuna con un solo zero o un solo polo di attenuazione, sebbene non manchino soluzioni differenti. Nel 1963 P. L. Taylor e T. R. O'Meara hanno mostrato, ad esempio, che applicando una retroazione a parecchi nodi di una scala *RC* si può realizzare qualsiasi funzione con tutti zeri (cioè senza poli). Questa soluzione è indicata in fig. 5*a*, nella versione perfezionata nel 1971 da D. Hazony e U. J. Kerry utilizzando un solo seguitore d'emettitore. Tale circuito può essere considerato derivato da una scala *RC* con corrente di uscita zero e molte entrate (nei punti P_1, P_2, P_3, ecc.).

Nel frattempo si è sviluppata anche la sintesi dei filtri attivi a parametri *RC* distribuiti: nel 1967 da parte di Kerwin con linee *RC* uniformi (fig. 5*b*), nel 1969 da H. Mahdi con linee *RC* esponenziali, nel 1970 da B. D. Walsh e C. M. Close con linee dimensionate mediante un calcolatore in modo tale da realizzare qualunque curva di risposta. Nel 1973 i canadesi M. N. Swang e J. Walsh hanno mostrato infine un metodo semplice per la sintesi di filtri attivi passa-basso con linee *RC* esponenziali (fig. 5c).

4. Filtri con invertitori d'impedenza

Chiamiamo invertitore d'impedenza un quadripolo generico la cui impedenza di entrata è *inversamente* proporzionale all'impedenza del carico applicato sul lato opposto, tale cioè da far vedere all'ingresso un circuito aperto quando l'uscita viene cortocircuitata. Il coefficiente di proporzionalità può essere positivo o negativo, dipendente o no dalla frequenza. Tale coefficiente si presenta comunque come il prodotto di due resistenze, perché diviso per una impedenza (in ohm) deve dare come risultato un'altra impedenza (in ohm).

E' forse bene chiarire che questo invertitore non deve essere confuso con i cosiddetti invertitori di tensione, che sono dei semplici amplificatori la cui tensione di uscita è capovolta rispetto a quella di entrata. Così pure non deve essere confuso con le coppie di quadripoli *inversi*, che si hanno quando la funzione di trasmissione dell'uno è uguale all'inverso di quella dell'altro (come può accadere tra un filtro passa-basso e il relativo passa-alto). E' opportuno ricordare ancora che un quadripolo è *simmetrico* quando le sue due porte possono essere scambiate senza alcuna differenza di comportamento osservabile *dall'esterno*, mentre è *reciproco* quando lo scambio delle porte determina anche lo scambio delle operazioni svolte nelle due direzioni di funzionamento.

Strano a dirsi, la prima idea dell'invertitore d'impedenza è apparsa nel campo meccanico (E.M. McMillan, 1946). Due anni più tardi l'olandese B. D. H. Tellegen proponeva l'invertitore nel campo dei filtri elettrici con il nome di giratore, come elemento addizionale per estendere la sintesi delle reti passive a certi casi in cui non sono sufficienti le resistenze, le induttanze, le capacità e i trasformatori ideali. Tale giratore veniva definito come un quadripolo non reciproco, avente ammettenza di entrata e di uscita uguale a zero, nel quale la corrente d'entrata dipende cioè solo dalla tensione di uscita e la corrente d'uscita dipende solo

dalla tensione di entrata. Il giratore, comunque, rappresenta un caso particolare d'invertitore d'impedenza, che si ha quando l'invertitore si comporta come una rete passiva non dissipativa, con coefficiente d'inversione costante e positivo. Da tutto ciò è chiaro che sia il giratore che gli altri invertitori d'impedenza si prestano alla realizzazione dei filtri senza bobine: basta collegare un condensatore all'uscita di un invertitore per *vedere* un'induttanza alla sua entrata, il cui valore (in henry) è uguale al valore della capacità (in farad) moltiplicato per il coefficiente d'inversione (dato che l'impedenza capacitiva è già per suo conto inversamente proporzionale alla capacità).

Vi sono stati molti tentativi per simulare induttanze in questo modo. Nel 1955 B. P. Bogert e nel 1957 G. E. Sharp hanno sperimentato giratori a valvole, mentre nel 1963 Ghausi e F. D. McCarty davano una soluzione a transistori. Un'altra soluzione a transistori è quella realizzata da B. A. Shenoi nel 1965.

Nel 1966 è stata pubblicata la soluzione dell'inglese A. J. Prestcott (fig. 6*a*). Si tratta di un invertitore dissipativo, presentato come simulatore di induttanza; esso è stato analizzato (come sensibilità alle variazioni) dagli indiani S. C. Dutta Roy e V. Nagarajan nel 1970, trovandolo superiore ad un circuito simile, proposto dallo stesso Dutta Roy nel 1969. Vale la pena di notare che il circuito di Prestcott è *esattamente* uguale a uno dei circuiti di Sallen e Key più diffusi, mentre l'invertitore di Dutta Roy è uguale a un altro circuito di Sallen e Key (fig. 6*b*); la differenza consiste solo nella diversa disposizione degli schemi elettrici.

Nel frattempo era apparso il circuito di R. H. S. Riordan (1967), di fondamentale importanza nello sviluppo dei filtri *RC* successivi. Il funzionamento di questo circuito verrà esaminato nei prossimi paragrafi. Una analisi dettagliata della sua sensibilità alla variazione dei parametri è stata fatta da Orchard nel 1970. Nel 1969, con il lavoro di I. M. McGregor e di altri, i giratori entrano nella realizzazione pratica nel campo dei microcircuiti. Recentemente la Philips, che nel 1948 aveva proposto con Tellegen il primo giratore elettronico, ha messo in commercio il giratore N451 a circuito integrato.

Per quanto riguarda le applicazioni, occorre distinguere la sostituzione delle singole induttanze dei filtri *LC* mediante invertitori e condensatori, dai metodi di sintesi generale basati sull'impiego sistematico dei giratori.

La sostituzione delle singole induttanze presenta vari vantaggi pratici, come quello di sfruttare i cataloghi esistenti per i filtri *LC* normalizzati, e secondo Orchard è preferibile a tutti gli altri metodi. Dato che però il giratore di Riordan ha un capo a massa, occorre che anche le induttanze del filtro *LC* abbiano un capo a massa. In caso diverso bisogna ricorrere ai giratori *sospesi*, di costituzione più complessa, oppure ad altri artifici.

Tra i metodi di sintesi per filtri *RCG*, cioè filtri composti da resistenze, capacità e giratori, possiamo ricordare quelli pubblicati nel 1957 da I. Horowitz, nel 1960 da D. A. Calahan e nel 1971 da D. P. Leach e S. P. Chan. In quest'ultimo metodo il filtro risulta composto da una cascata di più sezioni simili, ciascuna delle quali, nel caso generale, ha la forma indicata in fig. 6*c*. L'induttanza viene realizzata naturalmente con un condensatore e un giratore di Riordan. Il calcolo dei valori per i componenti di ciascuna sezione si presenta relativamente semplice, mediante relazioni dirette con i coefficienti della rispettiva funzione di trasmissione. La *Q* alla frequenza naturale della sezione viene regolata mediante la resistenza *R*, che non ha effetto sulla frequenza stessa. Lo svantaggio principale di questo metodo è dato dal carico che una sezione, a seconda del valore di *R*, può avere sulla sezione precedente.

Nella realizzazione dei filtri *RC attivi* con più giratori occorre fare attenzione al *consumo*. In una applicazione di Orchard (1970), ad esempio, è stato necessario sviluppare un apposito amplificatore operazionale a componenti discreti, per ridurre il consumo rispetto agli amplificatori integrati in commercio.

Secondo Orchard, occorre anche considerare il *rumore* introdotto dai vari giratori in un filtro. Molti dei circuiti pubblicati per realizzare giratori ottengono i necessari zeri nella matrice delle ammettenze (cioè la condizione d'ammettenza di entrata e di uscita nulla) cancellando tra di loro più conduttanze. Questa strada conduce a un giratore che, non solo è più sensibile alle tolleranze sui suoi componenti, ma è pure più rumo-

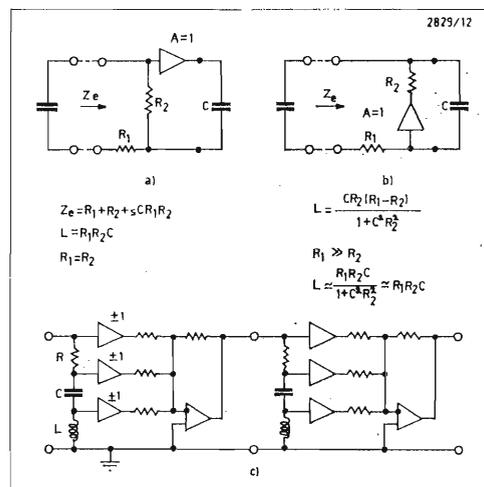



Fig. 6. Schemi di due simulatori d'induttanza e di un filtro a induttanza simulata.

Fig. 7. Esempi di impiego del convertitore d'impedenza a coefficiente negativo.

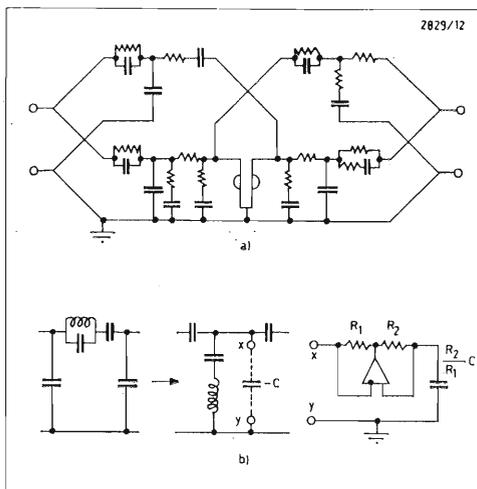
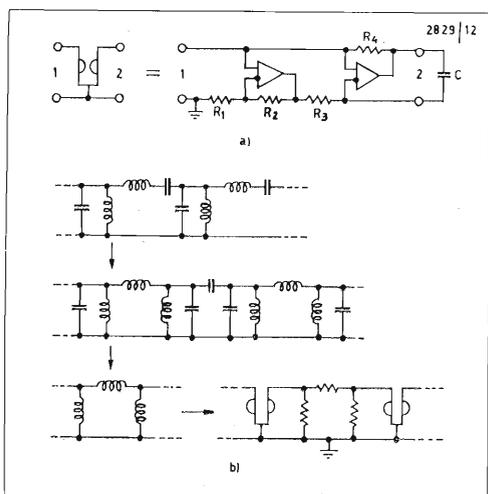
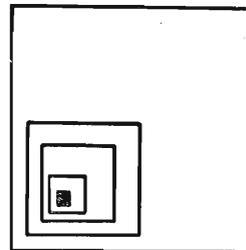



Fig. 8. Circuito di Riordan (*a*) e suo impiego per la simulazione delle induttanze sospese (*b*). Si noti la differenza tra il simbolo dell'invertitore d'impedenza, in alto a sinistra, e il simbolo del convertitore d'impedenza, in basso a destra.

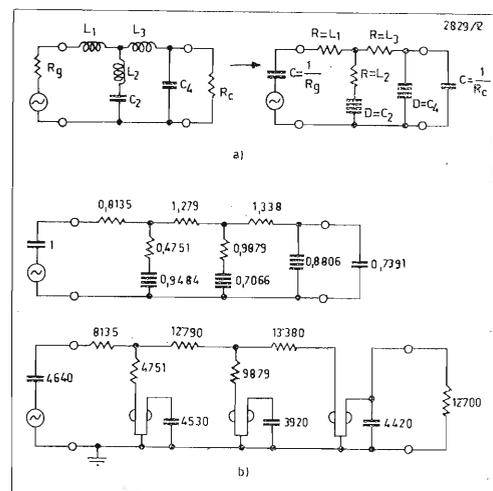



Fig. 9. Esempi d'impiego del metodo di Bruton per l'eliminazione delle induttanze.

roso; infatti il rumore termico associato a ciascun componente del gruppo da cancellare è naturalmente una grandezza casuale, che varia in modo diverso da quello degli altri componenti. Il segnale perciò si cancella tra le varie parti del circuito, mentre il rumore si somma.

In compenso, sempre secondo Orchard, l'impiego di parecchi giratori — come è richiesto per simulare le singole induttanze di un filtro *LC* — permette un livello massimo del segnale inspiegabilmente più alto di quello che ci si potrebbe aspettare; sicché l'estensione della dinamica utile resta alla fine paragonabile a quella ottenuta con le altre soluzioni.

5. Filtri con convertitori d'impedenza

Chiamiamo convertitore d'impedenza un quadripolo generico la cui impedenza di ingresso è *direttamente* proporzionale all'impedenza del carico applicato sul lato opposto, tale cioè che un cortocircuito eseguito su questo lato viene visto come cortocircuito all'entrata. Il coefficiente di proporzionalità può essere positivo o negativo, costante o proporzionale alla frequenza. Il caso di coefficiente costante e positivo è rappresentato dal comune trasformatore, che evidentemente non interessa i filtri senza bobine. Anche qui è bene precisare, comunque, che un coefficiente *negativo* non ha nulla a che fare con l'inversione della *tensione* ottenuta nei trasformatori a rapporto —1:1, ma significa che un comune resistore viene visto come resistenza negativa, un comune condensatore come capacità negativa e così via.

Il convertitore d'impedenza più noto è quello a coefficiente costante e negativo, in America chiamato *NIC (negative impedance converter).* Esso è stato realizzato nel 1953 da J. G. Linvill, il quale ha dimostrato un anno più tardi che una rete *RC* contenente un tale convertitore può essere usata per ottenere qualunque risposta. Altri metodi di sintesi sono stati poi trovati indipendentemente da T. Yanagisawa nel 1957, da I.W. Sandberg nel 1958 e da B. R. Myers nel 1959. Nel 1961 J. M. Sipress ha pubblicato un metodo di sintesi che utilizza un convertitore e 2 o 4 circuiti *RC* sbilanciati a scala (fig. 7*a*). Soltanto in seguito ci si è resi conto che tutti questi circuiti, proprio per il fatto di basarsi su di un unico convertitore centrale, risultano eccessivamente sensibili alle variazioni dei singoli componenti e quindi in pratica inutilizzabili come filtri.

Convertitori di questo tipo sono stati invece usati con successo da Orchard nel 1970, su proposta di J. A. C. Bingham, per eliminare le bobine *sospese* dei filtri *LC* passa-basso, mediante capacità negative (fig. 7*b*).

Un secondo tipo di convertitore d'impedenza, utilizzabile ugualmente per eliminare le bobine dei filtri *LC*, è quello con coefficiente di conversione direttamente proporzionale alla frequenza (o più precisamente a $j\omega$). Un carico resistivo viene perciò visto all'entrata del convertitore come una *induttanza*. Sebbene le modalità di applicazione ai filtri siano diverse, tale convertitore non differisce costituzionalmente dagli invertitori d'impedenza.

Il convertitore più noto di questo secondo tipo è infatti quello ottenuto spostando la porta di uscita nel giratore di Riordan dal condensatore *C* (che viene incorporato all'interno del circuito) alla resistenza R_1, che diventa perciò il nuovo carico (fig. 8*a*). Per evitare confusione, chiameremo convertitore di Riordan il circuito così modificato.

Un interessante esempio di applicazione è quello proposto da J. Gorski-Popiel nel 1967 e realizzato da Orchard nel 1970, per eliminare le bobine *sospese* nei filtri *LC* a scala (fig. 8*b*). Il circuito *LC* originale viene prima modificato in modo da avere tre induttanze contigue, dopo di che tutta la terna viene sostituita da una terna di resistenze inserite tra due convertitori di Riordan. In tal modo *tutte e tre* le resistenze vengono viste dal resto del filtro come se fossero altrettante induttanze, compresa quella *sospesa*, mentre i convertitori lavorano con un capo a massa.

Se un convertitore di questo tipo viene usato capovolto, una induttanza collegata alla porta 1 (che prima era la porta di entrata) sarà vista come resistenza attraverso la porta 2, mentre una resistenza alla porta 1 sarà vista dalla porta 2 come una capacità. Questi due casi non hanno alcun interesse pratico, perché il conver-

titore richiede già un condensatore interno per funzionare. Ma una capacità alla porta 1 sarà vista alla porta 2 come una resistenza *negativa* inversamente proporzionale al quadrato della frequenza. Questa proprietà è stata utilizzata nel 1969 dal canadese L. T. Bruton, in quella che (per ora) è forse la più mirabolante versione di filtro *RC* attivo.

Da un punto di vista matematico il metodo di Bruton si giustifica dicendo semplicemente che la funzione di trasmissione di un filtro non cambia se tutte le ammettenze degli elementi che lo compongono vengono moltiplicate per $j\omega$. Da un punto di vista elettrico la cosa è invece meno evidente; possiamo solo pensare che, nel caso elementare di un partitore di tensione, è indifferente avere un'induttanza in serie a una resistenza, oppure una resistenza in serie a una capacità, perché ciò che conta è solo il rapporto (e il tipo di sfasamento) tra le varie impedenze del circuito.

Il nuovo elemento circuitale così ottenuto è stato chiamato *FDNR* da Bruton (cioè *frequency-dependent negative resistor*); dato che la sua ammettenza vale $-\omega^2 D$, in cui *D* è un numero uguale alla capacità (in farad) che esso sostituisce, possiamo pensarlo (e disegnarlo) come una specie di doppio condensatore e chiamarlo semplicemente *D*.

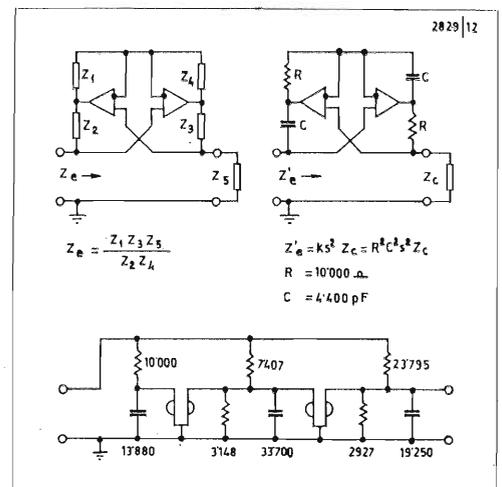
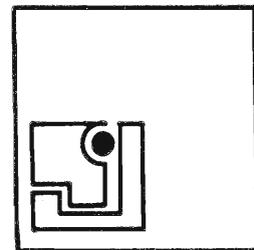
Il metodo di Bruton per eliminare le bobine di un filtro *LC* a scala, dunque, consiste nel trasformare il circuito originale in modo tale che tutti i *condensatori* abbiano un capo a massa, lasciando che le induttanze assumano una posizione qualsiasi. Nei filtri passa-basso, che sono i meno trattabili con gli altri metodi di eliminazione delle induttanze, tutto ciò è abbastanza facile. I filtri di Butterworth e di Cebiscev hanno già la configurazione richiesta; nei filtri di Cauer occorre invece scegliere, tra le due forme equivalenti possibili, quella che solitamente viene scartata perché porta a un maggior numero di bobine (fig. 9*a*). Occorre tener presente infatti che il metodo di Bruton, a parte la necessità di avere i condensatori a massa, risulta tanto più vantaggioso quanto più è alto il numero delle bobine del circuito *LC* originale (perché vengono sostituite con altrettante resistenze) e quanto più è basso il numero dei condensatori (perché vengono sostituiti ciascuno da un convertitore di Riordan e da un condensatore); in altre parole, le bobine spariscono e i condensatori raddoppiano (tenendo conto anche di quelli all'interno dei convertitori).

Lo svantaggio principale di questo metodo riguarda le impedenze di chiusura del filtro. Dato che tutte le reattanze del filtro *LC* originale sono state divise per $j\omega$, esso può funzionare correttamente solo se anche le resistenze originali di chiusura vengono sostituite da due *capacità*. Quando è richiesto che una o entrambe le terminazioni siano effettivamente del tipo resistivo, occorre adottare qualche accorgimento particolare. Una soluzione può essere quella di racchiudere il nuovo filtro tra due convertitori di Riordan, collegati in modo che le resistenze di terminazione vengano viste dal filtro come due capacità e l'impedenza capacitiva del nuovo filtro venga vista come resistiva da parte delle terminazioni esterne. Questa soluzione comporta però l'aggiunta di altri due convertitori e risulta quindi sconsigliabile nei filtri a pochi rami.

Una soluzione più economica, applicabile ai filtri con un numero pari di rami, è quella pubblicata nel 1971 da C. E. Schmidt (IEEE J.SC-6, pag. 412-413). Essa si basa sulla conversione in parallelo dell'ultima capacità del filtro originale e della stessa resistenza di carico (considerata come parte del filtro), mediante un unico convertitore alla porta 2 del quale vengono collegati in parallelo un condensatore e il carico. I valori ottenuti da Schmidt per un filtro di Cauer a 6 rami, costituito da 5 resistori, 3 convertitori di Riordan e 4 condensatori (uno dei quali usato per dare impedenza capacitiva al generatore di entrata), sono riassunti in fig. 9*b*.

I filtri *RD* si prestano abbastanza bene a variare la propria frequenza di lavoro mediante un comando elettrico, come dimostrato dallo stesso Bruton nel 1972 (IEEE Trans. CT-19, pag. 299-301), perché basta agire sui soli elementi *D*, che sono in numero ridotto e hanno tutti un capo a massa.

Il terzo tipo di convertitori è caratterizzato da un coefficiente di conversione direttamente proporzionale al *quadrato* della frequenza. Un convertitore di questo tipo è stato proposto nel 1969 dall'inglese A. Antoniou, con il nome *CGIC* (*current generalized immittance converter*). Un anno più tardi veniva pubblicato

Fig. 10. Schema del convertitore di Antoniou e relativo esempio d'impiego.

dallo stesso Antoniou (IEEE Trans. CT-17, pag. 212-217) un metodo generale di sintesi basato sul suo impiego.
In fig. 10 sono riportati lo schema del convertitore di Antoniou e quello di un filtro tipico con esso realizzabile. Un aspetto non comune di questo metodo di sintesi sta nel fatto che i valori degli elementi sono dati direttamente dai coefficienti dei polinomi che formano la funzione di trasmissione richiesta all'*intero* filtro. Un'altra caratteristica notevole è pure il fatto che il *medesimo* circuito può essere usato in certi casi per funzionare come passa-basso in un verso o come passa-alto nel verso opposto. Secondo Antoniou, inoltre, i filtri ottenuti con questo metodo hanno una sensibilità alle variazioni dei parametri minore di quella dei filtri realizzati con amplificatori a guadagno positivo, oppure con convertitori a coefficiente negativo (*NIC*).

6. Meccanismo dell'azione filtrante

Anche in questa classe di filtri, come in quella dei filtri *LC* tradizionali, possiamo trascurare la lenta variazione d'impedenza dei rami reattivi, per concentrare l'attenzione sui fenomeni fisici utilizzati, nei vari casi, al miglioramento della selettività. Questi fenomeni restano ancora la risonanza, l'interferenza e la ricorrenza.
Nei filtri *RC* passivi, per cominciare, dobbiamo escludere subito la risonanza (perché in essi nessun componente è in grado di *accumulare* la propria energia in un altro) e la ricorrenza (perché il segnale attraversa una sola volta ciascuna parte di tali filtri). L'unico fenomeno fisico utilizzabile resta quindi l'interferenza, ottenuta mediante due differenti percorsi in parallelo, come avviene appunto in tutti i filtri a *cancellazione* (a ponte, a doppio *T*, a *T* ponticellato, a traliccio e a sezioni in parallelo). Tale cancellazione risulta in genere come effetto dello *sfasamento* (nel quale l'ampiezza dei segnali parziali dipende dalla frequenza), anziché del *ritardo* (nel quale l'ampiezza dei segnali è indipendente dalla frequenza). Nei filtri con parametri *RC* distribuiti lo sfasamento diviene più simile a un ritardo, dando luogo a una cancellazione migliore. Prima di passare ai filtri *RC* attivi, nei quali il fenomeno fisico utilizzato è prevalentemente la risonanza, dobbiamo fermarci un momento su due punti fondamentali: il circuito di Riordan e il significato fisico della risonanza tra due condensatori. Cominceremo cercando di capire il funzionamento del circuito di Riordan come *convertitore* d'impedenza, seguendo la strada più semplice, cioè quella di un'analisi matematica molto elementare. A questo scopo basta disegnare il circuito come in fig. 11, e calcolare l'impedenza di entrata della versione ridotta, come indicato nella stessa figura. Si arriva così a una espressione *negativa*, dato che tale versione non è altro che un comune *NIC* (identico a quello usato da Orchard per ottenere le capacità negative). Per trovare poi l'impedenza d'entrata del convertitore completo, basta applicare di nuovo la *medesima* formula della versione ridotta, considerando cioè l'impedenza di entrata di una parte del circuito come carico della parte rimanente. In tal modo si ottiene subito la formula finale del convertitore di Riordan. Essa ci dice che l'impedenza di entrata (porta 1) è *direttamente* proporzionale a 3 impedenze, una delle quali è il carico applicato alla porta di uscita del circuito usato come *convertitore*, e *inversamente* proporzionale ad altre 2 impedenze, una delle quali è il carico applicato alla porta di uscita del circuito quando viene usato come *invertitore*. Dal punto di vista matematico ognuna delle 5 impedenze può essere usata come carico di uscita; da un punto di vista pratico è chiaro che conviene scegliere, possibilmente, quella con un capo a massa.

Per capire invece cosa accade quando un invertitore d'impedenza viene inserito tra due condensatori, è conveniente ricorrere a un modello idraulico (fig. 12).

Nel caso della comune risonanza *LC* tale modello esegue lo scambio dell'energia potenziale dell'acqua, contenuta in un certo recipiente (paragonabile a un condensatore), con l'energia cinetica di un volano (paragonabile a un induttore). Tale scambio — essenziale al fenomeno della risonanza, perché se in un certo momento l'energia fosse zero in tutti i suoi elementi il sistema evidentemente si fermerebbe — avviene in modo che la velocità di *variazione* dell'energia in ciascun elemento sia proporzionale al valore assoluto dell'energia presente nell'altro. Per ottenere questo risultato con due condensatori, rappresentati nel modello da

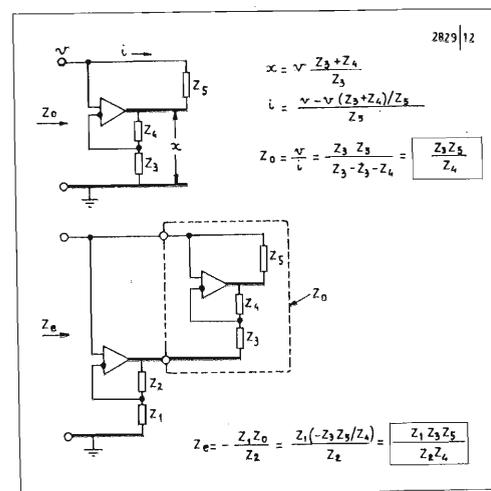



Fig. 11. Determinazione dell'impedenza d'entrata del convertitore di Riordan.

due recipienti, possiamo quindi immaginare di inserire due pompe (idealmente prive di inerzia) sul circuito dei due recipienti, *azionate ciascuna in base al livello dell'acqua nel recipiente opposto*. Il verso dei comandi, naturalmente, non potrà essere lo stesso nelle due pompe, perché altrimenti i recipienti sarebbero sempre entrambi pieni o entrambi vuoti (anziché avere la normale condizione di riposo a metà altezza).

Supponiamo ora di versare di colpo un secchio d'acqua nel recipiente *A*, mentre il sistema è a riposo. Essendo la pompa *a* ferma, il livello del recipiente *A* resterà per un certo tempo più alto del normale. La pompa *b* farà quindi salire rapidamente il livello nel recipiente *B*. Tale innalzamento farà muovere la pompa *a* nel verso opposto, cercando cioè di riportare l'acqua del recipiente *A* al livello normale. E' facile renderci conto che tutto il sistema si comporterà esattamente come nel modello con il volano, dando luogo cioè ad una vera e propria risonanza, con le stesse relazioni tra la frequenza e il valore dei componenti (capacità).

Passando ora ai filtri *RC* attivi, è chiaro che avremo la risonanza in tutti i casi in cui una parte del circuito è assimilabile a un invertitore d'impedenza inserito tra due condensatori. Questa equivalenza si applica pure ai filtri di Gorski-Popiel e di Bruton (tra i quali non esiste alcuna differenza dal punto di vista fisico), caratterizzati dal fatto di avere uno dei due condensatori all'interno del circuito attivo (che agisce come convertitore per le impedenze esterne e come invertitore per i due condensatori). Nel filtro di Antoniou, analogamente, la risonanza avviene tra condensatori interni ed esterni al convertitore, secondo un meccanismo molto simile a quello visto per l'invertitore di Riordan.

Il funzionamento dei filtri con convertitori d'impedenza a coefficiente negativo può essere considerato, molto in generale, equivalente a quello del filtro di Antoniou. Esso si basa su uno o più elementi attivi che, interposti in un circuito *RC*, fanno vedere opportunamente trasformate *tutte* le impedenze del circuito che si trovano nel lato opposto, dando così luogo alle varie risonanze.

I casi d'interpretazione meno evidente, dal punto di vista fisico, sono proprio quelli in apparenza più semplici, cioè i filtri

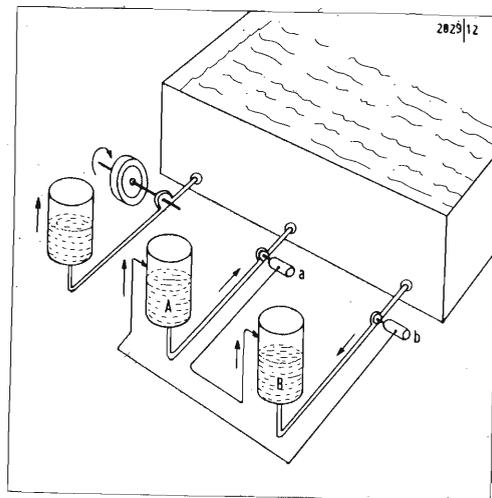



Fig. 12. Modello idraulico per il funzionamento degli invertitori d'impedenza.

RC con normali amplificatori. Alcuni di essi, come quello di Scott, sembrano utilizzare l'interferenza in una parte del circuito. Molti altri si prestano a una doppia interpretazione; disegnati come oscillatori (fig. 2) essi sembrano basarsi sulla *ricorrenza* del segnale, prodotta dall'amplificatore che riporta nuovamente il segnale all'ingresso della rete *RC*, mentre disegnati come invertitori dissipativi (fig. 6) essi risultano formati da un condensatore in parallelo a un simulatore d'induttanza, cioè da veri e propri circuiti risonanti. Ciò accade perché nei circuiti *RC* i due elementi reattivi (condensatori) non possono essere collegati direttamente in parallelo, come nei circuiti *LC*. Se cerchiamo di distinguere meglio i due fenomeni fisici uno dall'altro, infatti, ci accorgiamo che la differenza è piuttosto esigua: la risonanza richiede uno scambio periodico di energia tra *due* elementi reattivi, mentre la ricorrenza comporta il periodico ritorno del segnale (e della sua energia) in uno di *più* punti di un percorso chiuso. Tale differenza sembra quindi grande quando si confronta un risonatore *LC* con un circuito ricorrente a linee di ritardo, ma sparisce quasi del tutto quando in un filtro *RC* attivo l'energia attraversa buona parte del circuito per passare da un elemento risonante all'altro, oppure si distribuisce su 3 o 4 condensatori durante la ricorrenza del segnale da filtrare.

(continua)

Una novità sensazionale nella TV

A. Banfi

La British Broadcasting Corporation (B.B.C.) ha recentemente annunciato di avere inventato ad opera dei suoi laboratori di ricerca di Kingswood Warren, un nuovo sistema di informazione televisiva scritta, destinato ad integrare e migliorare le prestazioni di un normale televisore sia in bianco-nero, sia a colori. Tratta infatti di un sistema veramente rivoluzionario, che potrà modificare profondamente la possibilità del servizio televisivo attuale. Questo sistema brevettato dalla B.B.C. sotto il nome di Ceefax, sarà sottoposto a prove pratiche estensive durante il corrente anno 1973, in modo da poterne vagliare pregi ed inconvenienti, anche in merito alla sua adozione presso i comuni utenti TV. Si tratta infatti di un dispositivo di modeste dimensioni, il cui prezzo è stato stimato dai tecnici della B.B.C. intorno alle 60 sterline, da affiancarsi ad un normale televisore. Questo prezzo è però di prima valutazione approssimativa: una costruzione in serie, già prevista, potrà ridurre grandemente l'ammontare. Ma dopo queste premesse introduttive, esaminiamo in che cosa consiste.

Il principio fondamentale su cui si basa questo sistema è quello di inviare sul canale di trasmissione televisiva, assieme al normale programma video, una serie di segnali informativi codificati.

Ma come fare per evitare un reciproco disturbo? Ecco. I segnali informativi sono inviati 50 volte al secondo negli intervalli di modulazione previsti per gli impulsi sincronizzanti di quadro. Tali segnali vengono, in ricezione, estratti, decodificati e rielaborati mediante un piccolo calcolatore elettronico, seguito poi da un dispositivo memorizzatore, che li immagazzina. Da questo ultimo dispositivo, mediante un selettore elettronico, i segnali informativi vengono utilizzati dall'utente. L'utilizzazione dell'informazione trasmessa, avviene mediante il messaggio scritto che appare sullo schermo del televisore, dopo aver soppresso l'immagine del programma video. Il messaggio scritto consta normalmente di una ventina di sigle a caratteri luminosi, cosiddetti alfanumerici generati da uno speciale di-

Fig. 1 - Prototipo sperimentale della BBC per prove pratiche del sistema Ceefax presso i teleutenti. L'utente può sostituire istantaneamente e in qualsiasi momento l'immagine del programma video in corso, con un messaggio scritto di circa 100 parole da scegliersi tra circa 30 notiziari informativi di genere diverso, mediante la manovra di alcuni pulsanti sulla cassettina di comando aggiunta al televisore.

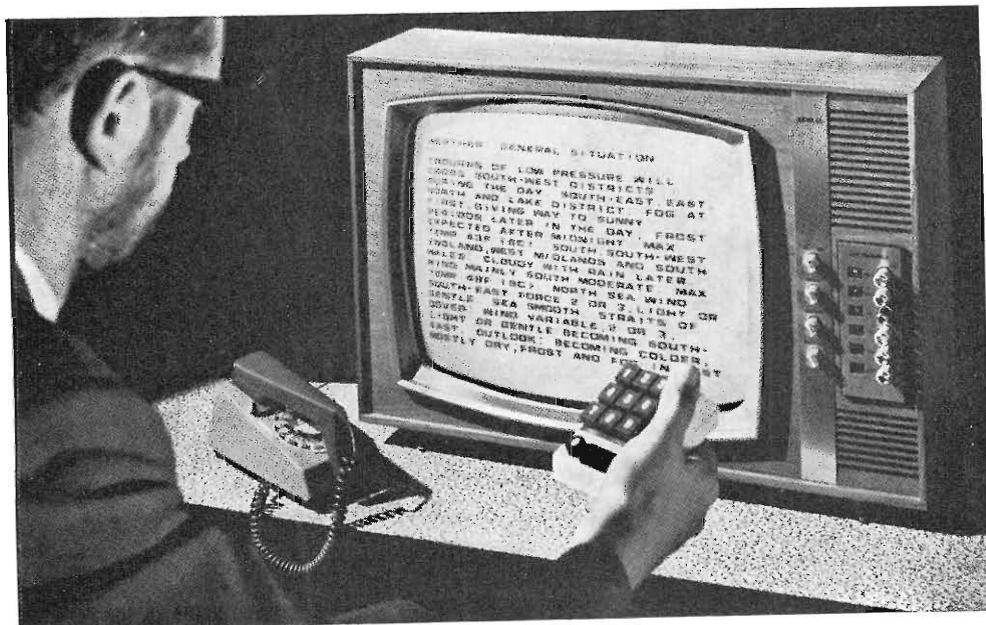
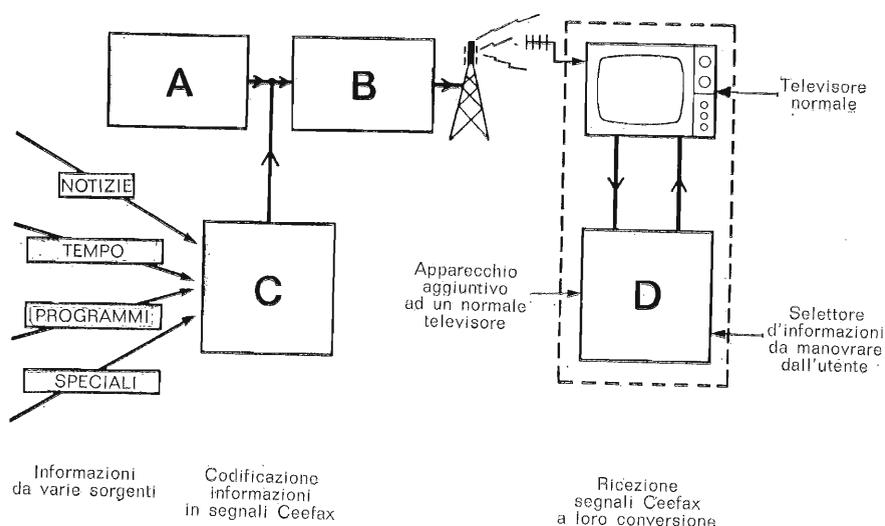



Fig. 2 - Schema di principio del sistema di trasmissione Ceefax. A: studio di ripresa normale televisiva. B: trasmettitore. C: terminale di elaborazione e trasmissione segnali « Ceefax ». D: terminale ricevente Ceefax.

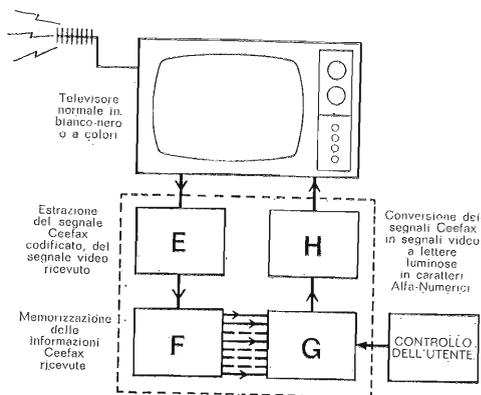



Fig. 3 - Schema di principio del terminale ricevente Ceefax. E: separatore dei segnali Ceefax codificati. F: raccolta-registrazione dei segnali Ceefax. G: selettore dei segnali. H: convertitore-generatore dei segnali video a caratteri luminosi Alfa-Numerici.

spositivo elettronico, che eccita direttamente il tubo catodico del televisore, come una normale immagine televisiva. Ognuno di tali messaggi costituisce una « pagina » del sistema informativo ceefax, che consente, attraverso il dispositivo memorizzatore, di immagazzinare 30 di queste pagine, che possono essere selezionate a volontà dall'utente mediante un pannelletto a 10 pulsanti. La scritta prescelta rimane sullo schermo del televisore sino a quando l'utente non ne richiede un'altra agendo sul comando a pulsanti: come pure, agendo su un apposito pulsante, si può ritornare immediatamente alle immagini del programma video in corso.

Alcune osservazioni sul piano tecnico. Notiamo anzitutto che il sistema di utilizzare gli intervalli di sincronismo tra i cinquanta quadri al secondo, per l'invio dei segnali di informazione, non è una novità, in quanto esso è già correntemente applicato nella « routine » delle trasmissioni video per controlli e misure. L'originalità del brevetto, ceefax-B.B.C. risiede invece nell'impiego dei segnali d'informazione come messaggi scritti visivi sullo schermo del televisore domestico.

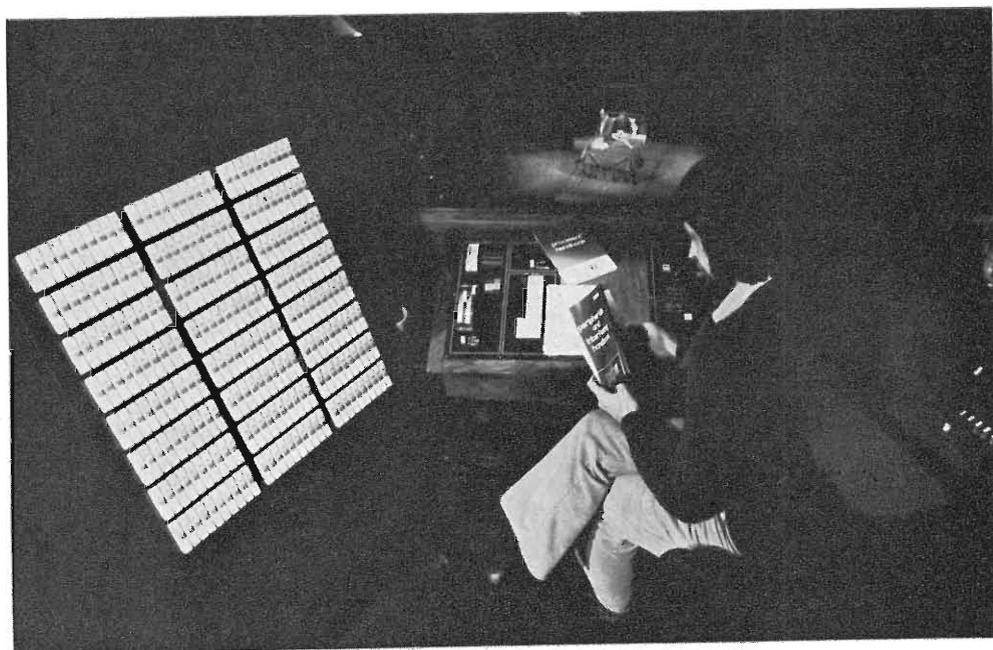
Il telespettatore è così in grado di scegliere, mediante una pulsantiera a 10 bottoni fra 30 messaggi (o « pagine ») di circa 100 parole ciascuna come se sfogliasse un giornale quotidiano. Ogni « pagina » sarà dedicata a rubriche fisse di notiziario giornaliero: sport, borsa, prezzi, previsioni del tempo, spettacoli, cronaca, attualità, ecc. Se il messaggio non può essere esaurito entro una « pagina » esso verrà proseguito in pagine successive.

Inoltre le informazioni trasmesse sono continuamente aggiornate ogni 60 secondi.

E' fuori d'ogni dubbio che il servizio Ceefax integrativo del servizio TV, apre un nuovo vastissimo orizzonte alla televisione intesa come servizio sociale. Come è stato detto sopra, questo sistema è ora in fase sperimentale e potrà certamente essere perfezionato in un breve giro di tempo. La serietà e la competenza della B.B.C. ne assicurano la validità funzionale e la correttezza dei rapporti con l'industria, che vorrà interessarsi della produzione di apparecchi ceefax integrativi dei televisori.

PDP-11/20 al « Royal Shakespeare Theatre »

Al « Royal Shakespeare Theatre » di Stratford-upon-Avon, U.K. rinnovato di recente, è stato realizzato un sistema di illuminazione di scena controllato da un minielaboratore.
Installato dalla Rank Strand Electric Ltd., e conosciuto come « Digital Dimmer Memory » System, il sistema costituisce uno dei più interessanti avanzamenti nel settore del controllo della illuminazione per grandi teatri e studi televisivi. Basato su un minielaboratore DEC a 16-bit — PDP-11/20 con memoria da 8K — esso si sostituisce a quello tradizionale a leve/interruttori/commutatori per l'attenuazione graduale della luminosità.
Il sistema DDM, in particolare rende possibile la registrazione di ciascun livello di luminosità dopo che esso è stato predisposto dall'operatore addetto nel corso delle prove generali. I dati registrati consistono in livelli di tensione richiesti per comandare ciascun circuito di oscuramento graduale delle luci; tali livelli sono codificati in forma numerica e sono quindi immagazzinati nella memoria dell'ausilio elaborativo.
Il computer è interfacciato al sistema attraverso linee d'indirizzamento e di comunicazione collegantesi alla consolle di controllo dell'operatore, al canale di uscita di memoria e ad un registratore a nastro-cassetta. I contatti di controllo e le luci di illuminazione del palcoscenico sono indirizzate sequenzialmente a blocchi di 10 ogni qualvolta le relative informazioni vi vengano trasmesse — a mezzo del canale dati — dal minielaboratore.
Il programma complessivo include fra l'altro: scansione di ciascun controllo e interpretazione comandi, aggiornamento delle combinazioni di luminosità per ciascun canale, aggiornamento della memoria del canale d'uscita e degli effetti di luce.
Dal sistema è consentito un alto livello d'interazione uomo/macchina: in ogni momento l'operatore può modificare i livelli di illuminazione e può agevolmente riportarlo allo stato non-modificato iniziale. Il minicomputer oltre ad azionare i telecomandi del sistema provvede ad effettuare continui controlli affinchè l'intero apparato proceda in un regolare funzionamento.

Il « Royal Shakespeare Theatre » visto dalla stanza di controllo/regolazione luci.

Il contributo Philips nella lotta contro il cancro

Il più grande centro olandese per la lotta contro il cancro, il ben noto « Antoni van Leeuwenhoek Huis » di Amsterdam, è stato dotato di una nuova attrezzatura medicale: il primo equipaggiamento della nuova serie Philips « Cobalt 60 », che differisce dall'apparecchiatura precedente in quanto può essere incorporata in un sistema automatizzato.

Ogni fase del ciclo operativo viene controllata dal comando a nastro perforato incorporato: la durata, direzione e movimento della radiazione nonchè la distanza fra la fonte di radiazione e l'oggetto.

Nel caso fosse necessario ripetere qualche fase, il comando viene effettuato manualmente ma l'apparecchiatura di controllo incorporato assicura che l'operazione corrisponda al programma. Se ciò non fosse, la diversità del comando viene rilevato e segnalato automaticamente. I 4.500 Rhm dell'apparecchiatura precedente sono diventati ora 10.000, la distanza fra la sorgente d'irradiazione e l'asse di rotazione, che era di 60 oppure di 75 cm, nel nuovo « Cobalt 60 », ritenuto un valido mezzo d'intervento nella lotta contro il cancro, è ora di 80 cm.

■

Un impianto TVCC per l'Ipermercato di Brescia

Nel grandioso Ipermercato La Rinascente di Concesio, vicino a Brescia, la Philips ha installato sistemi di televisione a circuito chiuso per la sorveglianza dei vari reparti di vendita. L'impianto è composto da 17 telecamere, alcune delle quali brandeggiabili, comandate da un operatore/sorvegliante sito in una apposita cabina di controllo.

L'impiego della televisione a circuito chiuso per la sorveglianza di grandi magazzini e supermercati non è più una cosa nuova. Oggi infatti, molti grandi magazzini usano questo sistema che viene collegato ad un'apposita centrale a parte, sotto la diretta supervisione di un solo incaricato. L'esperienza maturata sulla base di questi sistemi di controllo ha dimostrato che, in circa dodici mesi, il costo dell'impianto completo viene ammortizzato con il risparmio derivante dalla riduzione del personale di sicurezza ed ovviamente, dalla diminuzione dei furti nel magazzino.

Oltre che sul mezzo scientifico il grande Ipermercato di Brescia fa un certo affidamento sul fattore psicologico degli avvisi al pubblico riguardanti appunto l'installazione di telecamere a circuito chiuso, il tutto coadiuvato da vari monitori disposti in alcuni punti strategici. Tra l'altro questo sistema TVCC viene anche sfruttato per una più efficiente pubblicità interna; per mezzo di due videoregistratori a cassetta (VCR) e vari televisori a colori, vengono diffusi programmi pubblicitari preregistrati a colori.

■

Tre nuovi transistori per commutazione incapsulati in plastica TO-92

La Philips ha ora disponibili altri tre transistori per commutazione BSS38, BSS68, BRY56, adatti per applicazioni industriali. Tali componenti finora incapsulati solamente in metallo, sono ora offerti nella versione TO-92 in plastica.

Il transistore n-p-n al silicio planare epitassiale BSS38 incapsulato in plastica offre ai progettisti le medesime prestazioni del BSX21 incapsulato in metallo, mentre il transistore p-n-p BSS68 incapsulato in plastica può essere usato in sostituzione del BSV68. I transistori BSS38 e BSS68 sono adatti per alte tensioni di lavoro, particolarmente per la commutazione, per tubi cifra a pilotaggio dinamico, per televisori, ecc.

Il transistore unigiunzione BRT36 programmabile è la versione in plastica del BRY39 che è incapsulato in metallo TO-72. E' un dispositivo trigger, a tecnologia planare p-n-p-n, adatto per la commutazione nei circuiti di controllo e regolazione di motori, per oscillatori, temporizzatori, formatori di impulsi e per la sostituzione dei relé elettromeccanici.

L'elevata affidabilità, una caratteristica della tecnologia « bonding » oro/oro applicato in questi transistori, li rende particolarmente adatti per le applicazioni industriali.

■

Coppa 1973 Agfacolor FIAP

Il concorso fotografico internazionale « Coppa Agfacolor FIAP » riservato ai fotoamatori di tutto il mondo è giunto quest'anno alla sua seconda edizione.

Il suggestivo tema « L'uomo tra ieri e domani » che tanta adesione ha ricevuto da parte di migliaia e migliaia di fotografi dilettanti l'anno passato, lascia il posto quest'anno ad un nuovo ed altrettanto significativo soggetto fotografico: **« Uomini e vicende umane ».**

Il concorso bandito in questi giorni dall'AGFA-GEVAERT in collaborazione con la « Féderation International dell'Art Photographique » si chiuderà il 15-10-1973. Ogni concorrente potrà inviare un massimo di tre stampe a colori (formato massimo 30 x 40) o un massimo di tre diapositive a colori.

I premi in palio sono:

1.o premio: Coppa Agfacolor FIAP '73 DM 1.500 in contanti e Diploma.

2.o premio: DM 1.000 in contanti e Diploma.

3.o premio: DM 500 in contanti e Diploma.

Premi particolari: 50 volumi illustrati.

Le fotografie, che dovranno pervenire al seguente indirizzo:

Coppa Agfacolor FIAP
AGFA-GEVAERT AG
Abteilung Presse-und Offentlichkeintsarbeit
509 Leverkusen-Bayerwerk (Germania Occ.)

saranno esaminate da una giuria internazionale.

Nuovo concorso fotografico Agfa-Gevaert: « Il sorriso è vita »

L'AGFA-GEVAERT bandisce in Italia un nuovo concorso fotografico riservato a tutti i fotoamatori dilettanti.
Potranno partecipare al concorso, il cui tema è: « Il sorriso è vita », tutti coloro che, nel periodo compreso tra il 15-4-73 e il 30-9-73, invieranno all'AGFA-GEVAERT S.p.A. — sede di Milano — una o più diapositive a colori, realizzate con pellicole invertibili **Agfachrome o Agfacolor CT 18.**
Tutte le diapositive pervenute nel periodo indicato, saranno esaminate da una apposita commissione di 7 persone, composta da esperti in campo fotografico e da redattori di riviste specializzate, che le valuteranno con riferimento sia all'abilità tecnica dimostrata dal fotografo sia al soggetto fotografato.
Gli autori delle **tre** fotografie giudicate migliori verranno premiati ciascuno con un « telaietto d'oro ». Gli autori delle **cinque** fotografie giudicate migliori immediatamente dopo le prime tre verranno premiati con un « telaietto d'argento ».
Ogni fotografo dilettante potrà partecipare al concorso con più di una fotografia, ma non potrà vincere più di un premio.
I premi saranno ufficialmente consegnati agli otto vincitori nel corso di una serata che si svolgerà nella sede milanese dell'AGFA-GEVAERT.

■

Dal 31 agosto al 19 settembre la Mostra Internazionale Radio-TV a Berlino

Berlino si prepara all'Esposizione Internazionale della Radio e della Televisione che si terrà dal 31 agosto al 9 settembre e che costituirà, ci dicono i suoi organizzatori, la maggior presentazione dell'elettronica applicata in Europa e forse nel mondo. Quest'anno la Mostra ricorderà una data importante nella storia radiofonica dell'ex-capitale germanica: ricorre infatti il cinquantenario della prima stazione tedesca di radiodiffusione. La manifestazione berlinese, organizzata dalla AMK Berlin. occuperà tutto il parco espositivo ai piedi della Funkturn, con una superficie coperta di 88.000 m^2, comprendente 23 Hall e 4 padiglioni, e una superficie scoperta di 40.000 m^2. Già sin d'ora tutto lo spazio espositivo è esaurito e oltre duecento espositori tedeschi e stranieri s'incontreranno nel grande confronto. Infatti l'esposizione, diventata internazionale nel 1971, è ormai un punto d'incontro dell'elettronica mondiale e saranno presenti espositori di 21 nazioni. Saranno esposti tutti gli apparecchi elettronici di consumo senza alcuna eccezione, oltre ad apparecchiature di misura e di controllo e apparecchiature scientifiche e didattiche quali gli audiovisivi col relativo software.
A Berlino, ove saranno presenti anche le organizzazioni di trasmissione ARD e ZDF, si terrà anche una serie di Convegni Tecnici ad alto livello e una serie di spettacoli artistici di qualità che saranno offerti agli ospiti per tutta la durata dell'esposizione. Una particolare innovazione sarà realizzata a mezzo d'un calcolatore che consentirà ad ogni visitatore di predisporre la propria visita al Salone in maniera del tutto personalizzata comunicandogli tutte le informazioni desiderate circa i prodotti presentati.

■

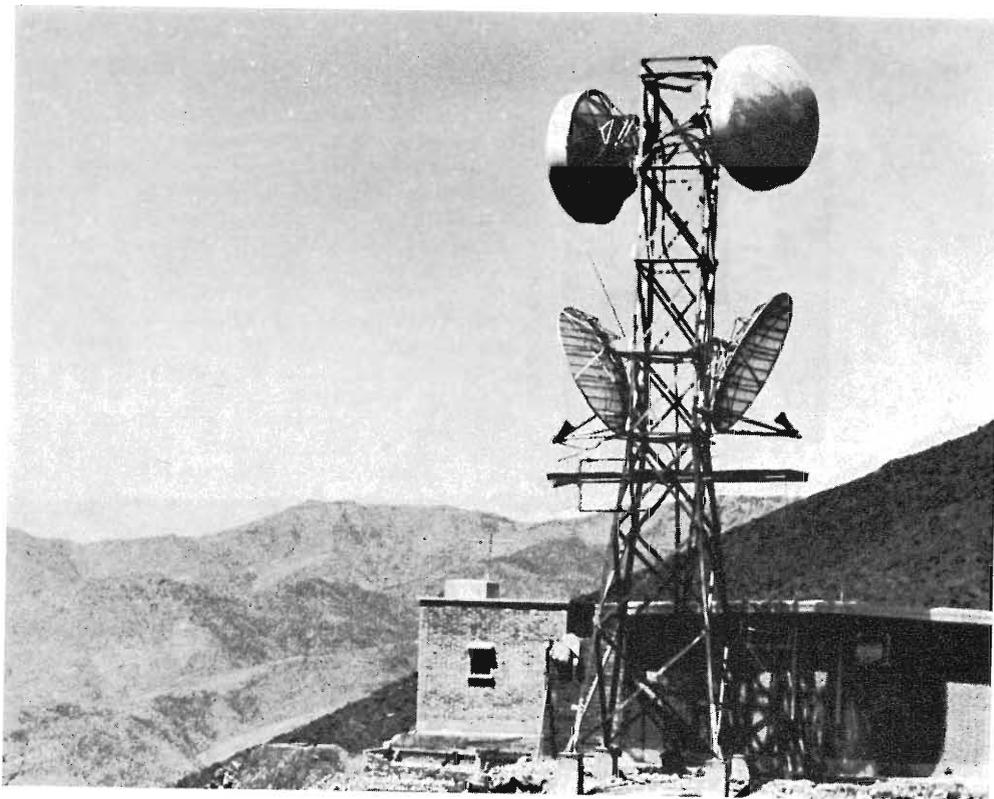
Conferenza Internazionale sulla strumentazione per la fisica delle alte energie

Si è inaugurata a Monte Porzio Catone, presso Roma, la Conferenza Internazionale sulla strumentazione per la fisica delle alte energie, organizzata dai Laboratori Nazionali di Frascati del CNEN sotto gli auspici e con il finanziamento dell'Unione Internazionale di Fisica Pura ed Applicata, del Comitato Nazionale per l'Energia Nucleare e dell'Istituto Nazionale di Fisica Nucleare.
Alla Conferenza che si svolge periodicamente ogni tre anni ed è ospitata a turno dai vari paesi, partecipano quest'anno più di 200 fisici, tra cui alcuni premi nobel, provenienti da tutte le parti del mondo ed in particolare dai paesi dove più avanzata è la ricerca nel campo della fisica delle alte energie.
Sono previste circa 100 comunicazioni che verranno svolte durante 7 diverse sessioni parallele, ciascuna dedicata ad uno specifico argomento, e numerose relazioni su invito tenute dai migliori specialisti mondiali sugli argomenti di maggiore interesse generale.
Il Comitato Organizzatore della Conferenza è presieduto dal Prof. Italo Federico Quercia, Direttore dei Laboratori Nazionali di Frascati e dal Prof. G. Barbiellini dei Laboratori di Frascati in qualità di Segretario Generale.
Alla cerimonia inaugurale, cui hanno portato il saluto delle Amministrazioni locali il Sindaco di Frascati e quello di Monte Porzio Catone, erano presenti il Ministro della Ricerca Scientifica e Tecnologica, On.le Romita, e numerose personalità del mondo scientifico tra cui il Presidente dell'Accademia Nazionale dei Lincei, Prof. Beniamino Segre, il Presidente dell'Istituto Nazionale di Fisica Nucleare, Prof. Claudio Villi e il Presidente del Comitato Nazionale per la Fisica del CNR, Prof. Edoardo Amaldi. A nome dell'ENPI, che ospita il congresso presso il suo Centro di Monte Porzio Catone, ha portato il saluto ai congressisti il Vice Presidente dell'Ente Dr. Villani.
La fisica delle alte energie, detta anche fisica delle particelle elementari, tra tutti i rami della ricerca è quello che oggi impiega, dopo le ricerche spaziali, i più grandi mezzi strumentali. Queste ricerche sono iniziate al principio del secolo con la esplorazione da parte di Rutherford della struttura dell'atomo, ma hanno cominciato ad avere un grande sviluppo strumentale negli anni '30 quando Cockroft e Walton misero a punto il primo acceleratore di particelle per esplorare la costituzione dei nuclei atomici. Da allora sono stati realizzati, per queste ricerche di fisica dei nuclei, acceleratori sempre più potenti e di dimensioni sempre maggiori e le energie dei « proiettili » elementari scagliati contro i nuclei « bersaglio » sono passate da alcuni milioni di elettron Volt a centinaia di miliardi. Le più grandi

macchine oggi in funzione o in corso di realizzazione per queste ricerche sono l'acceleratore di protoni di Weston nell'Illinois (USA) con una energia di 400 mila MeV, (1 MeV = 1 milione di elettron Volt) l'acceleratore russo di Serpukov da 70 mila MeV, e il Super-Protosincrotrone di Ginevra della Organizzazione Europea per le Ricerche Nucleari (CERN) da circa 400 mila MeV. Queste macchine hanno approssimativamente forma circolare con raggi dell'ordine di un chilometro; esse accelerano protoni che vengono lanciati contro bersagli. Nella interazione tra i protoni e la materia nucleare dei bersagli vengono prodotti fasci di particelle secondarie il cui studio è lo scopo di queste ricerche. Per analizzare le particelle secondarie prodotte in queste reazioni occorre impiegare mezzi strumentali imponenti quali camere a bolle, camere a scintilla, magneti etc. che talvolta raggiungono il peso di centinaia di tonnellate ed il costo di decine di miliardi. Queste complesse tecniche strumentali, che impiegano i mezzi e le idee tecnologicamente più avanzate, sono servite da una complessa strumentazione elettronica la quale ha il compito di registrare fenomeni la cui durata spesso si avvicina al miliardesimo di secondo.

L'attuale Conferenza Internazionale ha appunto lo scopo di fare il punto sulla strumentazione per questo tipo di ricerche, in particolare per quanto riguarda l'impiego dei giganteschi acceleratori che ora cominciano a entrare in funzione.

Il nostro paese, ad opera prevalentemente dei ricercatori organizzati nell'Istituto Nazionale di Fisica Nucleare, cui è affidata la gestione scientifica dei Laboratori Nazionali di Frascati, ha acquistato in questo campo di ricerche una posizione avanzata che lo mette alla pari con i paesi scientificamente più avanzati del mondo. In particolare i Laboratori Nazionali di Frascati, dove sono in funzione grandi acceleratori quali l'elettrosincrotrone da 1.100 MeV, l'acceleratore lineare da 450 MeV e l'anello di accumulazione « Adone », hanno portato, anche di recente il contributo di brillanti ed inattesi risultati a questo campo di ricerche ed è questa una delle ragioni per cui l'attuale Conferenza Internazionale sulla strumentazione per la fisica delle alte energie ha luogo in Italia.

Uno dei ripetitori realizzati nella prima fase di lavori per la rete TV Iraniana.

Impianti italiani in Iran

La NIRT, l'ente radiotelevisione iraniano, ha assegnato alla GTE Telecomunicazioni S.p.A. di Milano un contratto per il potenziamento della rete a microonde per la trasmissione a livello nazionale dei programmi televisivi.

Il nuovo contratto porta a circa 3,7 milioni di dollari l'ammontare dei lavori assegnati alla GTE Telecomunicazioni per la realizzazione di una rete che collegherà 36 città di tutto l'Iran.

Il contratto originale per 2,7 milioni di dollari assegnato nel 1971 prevedeva l'installazione di 30 collegamenti radio a microonde e di sei collegamenti a cavo coassiale.

Quando la rete nazionale prevista dal nuovo contratto diventerà completamente operativa saranno 25 gli studi e 19 le trasmittenti che, collegati tra di loro, formeranno la rete TV nazionale iraniana.

Nel quadro di questo contratto la GTE è impegnata nella fornitura di apparecchiature radio a microonde in UHF e delle relative apparecchiature multiplex mentre altre aziende del gruppo GTE forniranno le apparecchiature di supervisione e controllo e quelle per la telegrafia a frequenza vocale.

I primi impianti della rete sono entrati in funzione nell'ottobre del 1971 in occasione delle cerimonie di Persepoli per il duemilacinquecentesimo anniversario della fondazione della monarchia persiana. La rete NIRT funzionerà nel quadro della rete nazionale integrata di telecomunicazioni (INTS), un'opera che ha richiesto un impegno totale di 225 milioni di dollari attualmente in costruzione, per conto del Ministero delle Poste, Telegrafi e Telefoni iraniano, da parte del consorzio GNPS. Il consorzio è stato formato dalla GTE international, dalla Nippon Electric Company, dalla Page Communications Engineers Inc. e dalla Siemens A.G. La INTS è la più grande rete a microonde mai realizzata come progetto individuale.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

**ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI**

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3781888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

---

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

---

emme esse

Via Moretto 44 - 25025 MANERBIO (BS)
Antenne TV - miscelatore - amplificatori a transistor - convertitori per frequenze speciali - accessori vari per installazioni TV.

BOSCH impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU s.r.l. 20133 MILANO
VIA OSTIGLIA, 6 TEL. 74.90.221

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR
S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

PRESTEL s.r.l.
antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

**APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI**

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI,1-20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. 'mpianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

S.p.A.

Via L. Cadorna, 61
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
20099 Sesto S. Giovanni
Viale Italia 1
Tel. 24.76.751 - 24.76.634 - 24.77.241

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI RESISTENZE

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

Lenco
LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RAPPRESENTANZE ESTERE

BELOTTI ING. S. & DR. GUIDO
Piazza Trento 8 - 20135 MILANO
Tel. 54.20.51 (5 linee)-54.33.51 (5 linee)

Strumenti elettrici di misura
Costruzioni elettriche

Stati Uniti - Weston, Esterline Angus, Sangamo, Biddle, Non Linear System, PRD Electronics.

Inghilterra - Evershed-Megger, Tinsley, Wayne Kerr, Foster, Record.

Germania - Zera, Jahre, Elektrophysik, Schmidt & Haensch, Fischer.

Giappone - Anritsu, Iwatsu, Takeda Riken.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

◆

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - VIA MONTE GENEROSO 6/a - TEL. 321.542 - 322.793

LISTINO (provvisorio) 1973

SCHEMARIO TV

Serie	Prezzo	Serie	Prezzo
I serie 1954	L. 4.800	XIV serie 1962	L. 4.800
II serie 1955	L. 4.800	XV serie 1962	L. 4.800
III serie 1956	L. 4.800	XVI serie 1963	L. 4.800
IV serie 1957	L. 4.800	XVII serie 1963	L. 4.800
V serie 1958	L. 4.800	XVIII serie 1963	L. 4.800
VI serie 1958	L. 4.800	XIX serie 1964	L. 4.800
VII serie 1959	L. 4.800	XX serie 1964	L. 4.800
VIII serie 1959	L. 4.800	XXI serie 1964	L. 4.800
IX serie 1960	L. 4.800	XXII serie 1965	L. 4.800
X serie 1960	L. 4.800	XXIII serie 1965	L. 4.800
XI serie 1961	L. 4.800	XXIV serie 1965	L. 4.800
XII serie 1961	L. 4.800	XXV serie 1966	L. 4.800
XIII serie 1962	L. 4.800	XXVI serie 1966	L. 4.800

SCHEMARIO TV con note di servizio

Serie	Prezzo	Serie	Prezzo
XXVII serie 1966	L. 8.000	XXXVII serie 1969	L. 8.000
XXVIII serie 1966	L. 8.000	XXXVIII serie 1970	L. 8.000
XXIX serie 1967	L. 8.000	XXXIX serie 1970	L. 8.000
XXX serie 1967	L. .8000	XL serie 1970	L. 8.000
XXXI serie 1967	L. 8.000	XLI serie 1971	L. 8.000
XXXII serie 1968	L. 8.000	XLII serie 1971	L. 8.000
XXXIII serie 1968	L. 8.000	XLIII serie 1971	L. 8.000
XXXIV serie 1968	L. 8.000	XLIV serie 1972	L. 8.000
XXXV serie 1969	L. 8.000	XLV serie 1972	L. 8.000
XXXVI serie 1969	L. 8.000	XLVI serie 1973	L. 8.000

SCHEMARIO Radio, Autoradio, Mangianastri a transistori - I, II, III e IV volume . . . . Cad. L. 10.600

A. Ferraro
INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE A COLORI » 7.500

F. Ghersel
LA TELEVISIONE A COLORI . . . . . . » 10.100

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 volumi » 25.500
cadauno . . . . » 3.200

E. Grosso
VIDEOSERVICE TVC . . . . » 15.000

A. Nicolich
SCHEMARIO TVC . . . . » 14.000

G. Kuhn
SEMICONDUTTORI DI COMMUTAZIONE . . » 6.400

G. Kuhn
NUOVO MANUALE DEI TRANSISTORI . . . . » 8.500

G. Kuhn
GUIDA BREVE ALL'USO DEI TRANSISTORI . » 1.100

F. Ghersel
I TRANSISTORI . . . . » 11.700

E. Aisberg
IL TRANSISTORE? E' una cosa semplicissima » 2.050

R. V. Gostrem G.S. Sinovev
DIODI TUNNEL . . . . » 2.700

MUSICA ELETTRONICA . . . . » 3.200

SPIONAGGIO ELETTRONICO . . . . . . » 3.200

CONTRO SPIONAGGIO ELETTRONICO . . . » 3.200

COLLANA TV - 13 volumi . . . . » 41.000
cadauno . . . . » 3.700

A. Six
RIPARARE UN TV? E' una cosa semplicissima » 2.700

C. Favilla
GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV » .2700

A. Nicolich - G. Nicolao
ALTA FEDELTA' HIFI . . . . » 9.500

N. Callegari
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . . . » 3.200

A. Colella
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA ED ELETTRONICA italiano-inglese - inglese-italiano . . . . . » 9.600

G. Fiandaca
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA tedesco-italiano » 6.400

A. Nicolich
LESSICO TEDESCO ITALIANO DELLE DEFINIZIONI DI TVC . . . . » 2.150

V. Banfi - M. Lombardi
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . . . » 3.500

A. Haas
MISURE ELETTRONICHE . . . . » 4.800

P. Nucci
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE . . . . . » 5.300

P. Soati
LE RADIO COMUNICAZIONI . . . . . . » 2.750

A. Marino
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . . . » 6.150

A. Nicolao
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . . . » 2.450

P. Soati
AUTO RADIO . . . . » 5.500

D. Pellegrino
TRASFORMATORI . . . . » 2.700

A. Niutta
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . » 5.100

A. Susini
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.800

P. Soati
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . » 4.050

H.G. Mende
RADAR . . . . » 700

R. Wigand e H. Grossman
COLLANA DI RADIOTECNICA . . . . . . » 3.200

R. Wigand e H. Grossman
COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE . . . . . . » 4.050

A. Nicolich
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . » 3.500

G. Mannino Patané
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . . . » 550

Archivio schemi

mod. 701T23

Schema elettrico del ricevitore di TV westinghouse mod. 701 T 23